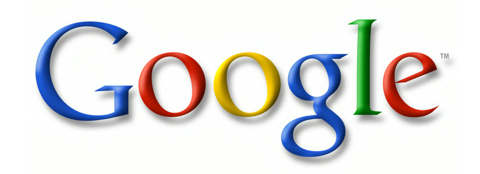


This is a digital copy of a book that was preserved for generations on library shelves before it was carefully scanned by Google as part of a project to make the world's books discoverable online.

It has survived long enough for the copyright to expire and the book to enter the public domain. A public domain book is one that was never subject to copyright or whose legal copyright term has expired. Whether a book is in the public domain may vary country to country. Public domain books are our gateways to the past, representing a wealth of history, culture and knowledge that's often difficult to discover.

Marks, notations and other marginalia present in the original volume will appear in this file - a reminder of this book's long journey from the publisher to a library and finally to you.

Usage guidelines

Google is proud to partner with libraries to digitize public domain materials and make them widely accessible. Public domain books belong to the public and we are merely their custodians. Nevertheless, this work is expensive, so in order to keep providing this resource, we have taken steps to prevent abuse by commercial parties, including placing technical restrictions on automated querying.

We also ask that you:

+ *Make non-commercial use of the files* We designed Google Book Search for use by individuals, and we request that you use these files for personal, non-commercial purposes.

+ *Refrain from automated querying* Do not send automated queries of any sort to Google's system: If you are conducting research on machine translation, optical character recognition or other areas where access to a large amount of text is helpful, please contact us. We encourage the use of public domain materials for these purposes and may be able to help.

+ *Maintain attribution* The Google "watermark" you see on each file is essential for informing people about this project and helping them find additional materials through Google Book Search. Please do not remove it.

+ *Keep it legal* Whatever your use, remember that you are responsible for ensuring that what you are doing is legal. Do not assume that just because we believe a book is in the public domain for users in the United States, that the work is also in the public domain for users in other countries. Whether a book is still in copyright varies from country to country, and we can't offer guidance on whether any specific use of any specific book is allowed. Please do not assume that a book's appearance in Google Book Search means it can be used in any manner anywhere in the world. Copyright infringement liability can be quite severe.

About Google Book Search

Google's mission is to organize the world's information and to make it universally accessible and useful. Google Book Search helps readers discover the world's books while helping authors and publishers reach new audiences. You can search through the full text of this book on the web at http://books.google.com/

Die Wechselstromtechnik

Herausgegeben von

E. Arnold

Zweiter Band

Die Transformatoren

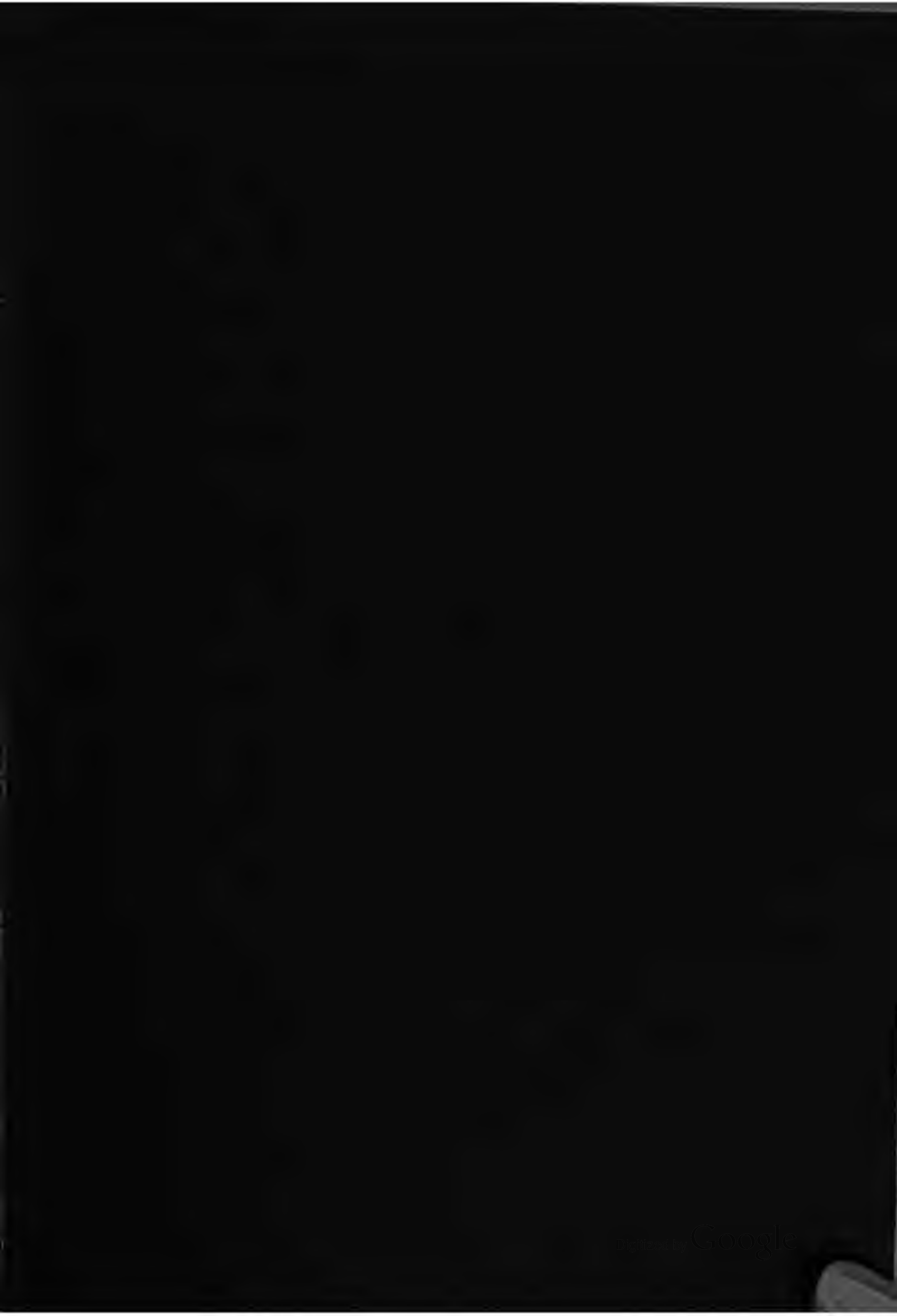
von

E. Arnold und J. L. la Cour

Digitized by Google

Library
of the
University of Wisconsin





Digitized by Google

Digitized by Google

Die

Wechselstromtechnik.

Herausgegeben

von

E. Arnold,

Professor und Direktor des Elektrotechnischen Instituts
der Großherzoglichen Technischen Hochschule Fridericiana zu Karlsruhe.

Zweiter Band.

Die Transformatoren.

Von

E. Arnold und **J. L. la Cour.**

Mit 335 in den Text gedruckten Figuren und 3 Tafeln.



Berlin.

Verlag von Julius Springer.

1904.

Digitized by Google

Die

Transformatoren.

Ihre Theorie, Konstruktion, Berechnung
und Arbeitsweise.

Von

E. Arnold und **J. L. la Cour.**

Mit 335 in den Text gedruckten Figuren und 3 Tafeln.



Berlin.
Verlag von Julius Springer.
1904.

Digitized by Google

Alle Rechte, insbesondere das der
Übersetzung in fremde Sprachen, vorbehalten.

Digitized by Google

94901
MAR 26 1906
TOD
.W406
2

6979784

Vorwort.

Die Theorie der Transformatoren bildet die Grundlage für die Theorie aller elektromagnetischen Wechselstromapparate. Sie ist in dem vorliegenden Bande so weit ausgedehnt worden als es zum Verständnis aller mit der Wirkungsweise der Transformatoren verbundenen Erscheinungen erforderlich ist. Um die Theorie vollständig zu geben, war es notwendig, einige Abschnitte aus dem ersten Band in diesen Band herüberzunehmen. Bei einer neuen Auflage werden diese Abschnitte im ersten Band nicht mehr erscheinen.

Die Berechnung der günstigsten Abmessungen eines Transformators ist bekanntlich nicht ganz leicht und zum mindestens sehr zeitraubend, wenn man diese Abmessungen durch Berechnung mehrerer Transformatoren unter verschiedenen Annahmen und Vergleichen dieser Transformatoren finden will. Außerdem hat man bei diesem Verfahren nicht die Gewißheit, daß das günstigste Resultat der Rechnung auch das bestmögliche ist.

Um derart langwierige Rechnungen zu vermeiden, und um diejenigen Abmessungen schnell und mit Sicherheit zu finden, welche für die geforderten Bedingungen die beste Lösung darstellen, war es erforderlich, eine neue Berechnungsmethode aufzustellen. Die Erfahrungszahlen, deren Kenntnis die gegebene Methode fordert, sind auf Grund der im Buche gegebenen Konstruktionen und eigenen Erfahrungen aus der Praxis angegeben, sie lassen sich jedoch für Verhältnisse, die von den von uns angenommenen abweichen, leicht von neuem fortsetzen. Wir hoffen daher, daß die gegebene Berechnungsmethode in der Praxis Verwendung finden wird.

Das Konstruktive der Wicklungen und ganzer Transformatoren ist durch mehrere gute Beispiele erläutert. Die Ausnutzung des

Digitized by Google

Materials hat im Transformatorenbau ebenso wie im Dynamobau in den letzten Jahren große Fortschritte gemacht, insbesondere bei Transformatoren mit Ölfüllung und Wasserkühlung. Es sind deshalb mehrere Konstruktionen mit guter Materialausnutzung vertreten. Den Firmen, die uns Werkzeichnungen zur Verfügung stellten, sprechen wir unseren verbindlichsten Dank aus.

Ferner sind wir Herrn Dr. Ing. K. Czeija zu Dank verpflichtet, der an mehreren Abschnitten des Buches mitgearbeitet hat.

Karlsruhe, im Juli 1904.

Die Verfasser.

Digitized by Google

Inhaltsverzeichnis.

Erstes Kapitel.

Seite

1. Einleitung 1

Zweites Kapitel.

Der Magnetisierungsstrom eines Einphasentransformators.

2. Die Kurvenform des Magnetisierungsstromes 5
3. Die Berechnung der Wattkomponente und der wattlosen Komponente des Magnetisierungsstromes 11
4. Einfluß der Stoßfugen auf den Magnetisierungsstrom 13

Drittes Kapitel.

Die Gleichungen und Konstanten eines Einphasentransformators.

5. Die Kraftflüsse eines belasteten Transformators 16
6. Die Arbeitsgleichungen eines Einphasentransformators 19
7. Der äquivalente Stromkreis eines Einphasentransformators 22
8. Beziehungen zwischen den Koeffizienten der Selbstinduktion der Streuinduktion und der gegenseitigen Induktion 25
9. Berechnung der Streureaktanz einer Zylinderwicklung 26
10. Berechnung der Streureaktanz einer Scheibenwicklung 32
11. Der primäre und sekundäre Widerstand 34

Viertes Kapitel.

Diagramme des Einphasentransformators.

12. Bezeichnungen 36
13. Spannungsdiagramme eines Transformators 38
    a) Leerlauf 38
    b) Induktionsfreie Belastung 41
    c) Induktive Belastung 44
    d) Konstanter Sekundärstrom und variabler Phasenverschiebungswinkel φ_2 45
14. Das Kurzschlußdiagramm eines Transformators 46
15. Ableitung der Hauptgleichungen eines Transformators aus dem Leerlauf und Kurzschlußzustand 47
16. Prozentualer Spannungsabfall 50
17. Prozentualer Stromverlust 53
18. Änderung der Phasenverschiebung in einem Transformator 54
19. Beispiele für die Anwendung von Leerlauf- und Kurzschlußdiagrammen 56
20. Einphasentransformator zur Speisung von Dreileiternetzen 61

Digitized by Google

Fünftes Kapitel.

Die Verluste und der Wirkungsgrad eines Transformators.

Seite
21. Die Verluste im Eisen 68
22. Wahl der Querschnitte des magnetischen Kreises 73
23. Einfluß der Periodenzahl auf die Eisenverluste 74
24. Die Verluste im Kupfer 75
25. Günstigste Verteilung der Verluste 78
26. Wirkungsgrad eines Transformators 80

Sechstes Kapitel.

Mehrphasentransformatoren.

27. Dreiphasentransformator 84
28. Leerlauf eines symmetrischen Dreiphasentransformators 89
29. Leerlauf eines unsymmetrischen Dreiphasentransformators 92
30. Symmetrische Belastung eines Dreiphasentransformators 97
31. Unsymmetrische Belastung eines Dreiphasentransformators 99
a) Primäre und sekundäre Dreieckschaltung 100
b) Primäre und sekundäre Sternschaltung 103
c) Primäre Dreieckschaltung, sekundäre Sternschaltung 105
d) Primäre Sternschaltung, sekundäre Dreieckschaltung 106
e) Primäre Dreieckschaltung, sekundäre Sternschaltung mit Mittelleiter 106
f) Primäre Sternschaltung und sekundäre Sternschaltung mit Mittelleiter 108
32. Kurzschluß und Leerlaufdiagramm eines Dreiphasentransformators . 108
a) Kurzschlußdiagramm 109
b) Leerlaufdiagramm 112
33. Zweiphasentransformatoren 113
a) Leerlauf 113
b) Belastung 115
34. Zweiphasen-Dreiphasentransformatoren 115
35. Das monozyklische System 120
36. Das Einphasen-Mehrphasensystem von Ferraris-Arno 122

Siebentes Kapitel.

Spezielle Transformatoren.

37. Spannungserhöher und Sparschaltungen 124
a) Spannungserhöher oder Autotransformatoren 124
b) Sparschaltungen 125
c) Spannungsteiler 125
38. Drosselspulen 126
39. Drosselspulen und Transformatoren bei Reihenschaltung von Glühlampen 126

Achtes Kapitel.

Einfluß der Form der Spannungskurve auf den Spannungsabfall und die Eisenverluste im Transformator.

40. Einfluß der Kurvenform auf den Spannungsabfall 129
41. Einfluß der Form der Spannungskurve auf die Eisenverluste 135


Digitized by Google

Neuntes Kapitel.

Bau und Anordnung der Eisenkörper.

Seite

42. Eisenkörper von Einphasentransformatoren 138
43. Eisenkörper von Mehrphasentransformatoren 145
44. Querschnittsform des Kernes und Verbindung der Kernpakete . . . 151

Zehntes Kapitel.

Anordnung und Isolation der Wicklung.

45. Anordnung der Wicklung 156
46. Isolation der Wicklung 160

Elftes Kapitel.

Erwärmung und Kühlung eines Transformators.

47. Die Berechnung der Kühlflächen und der Temperaturerhöhung bei natürlicher Luftkühlung 170
48. Verstärkte Kühlung und erforderliche Kühlflächen bei verschiedenen Kühlmethoden 177

Zwölftes Kapitel.

Beispiele ausgeführter Transformatoren.

49. Kerntransformatoren 189
50. Manteltransformatoren 211

Dreizehntes Kapitel.

Berechnung des Transformators.

51. Allgemeines über die Berechnung eines Transformators 216
52. Berechnung von Lichttransformatoren 220
53. Berechnung von Krafttransformatoren 236

Vierzehntes Kapitel.

Beispiele für die ausführliche Berechnung eines Transformators und Zusammenstellung der Formeln.

54. Berechnung eines 20 KVA-Lichttransformators 239
    A. Ausführung als Kerntype 239
    B. Ausführung als Manteltype 248
55. Berechnung eines 600 KVA-Krafttransformators 255
56. Zusammenstellung der Formeln für die Berechnung eines Transformators 264

Fünfzehntes Kapitel.

Die experimentelle Untersuchung eines Transformators.

57. Die Eisenverluste im Transformator 272
58. Die Kupferverluste im Transformator 280
59. Bestimmung des Wirkungsgrades und Untersuchung der Wirkungsweise eines Transformators 284
    a) Wirkungsgradbestimmung aus Leerlauf und Kurzschlußeffekt . . 284
    b) Direkte Messung des Wirkungsgrades und Zurückarbeitungsmethode 284
    c) Dauerprobe und Temperaturerhöhung 288
    d) Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses 291
    e) Prüfung der Isolationsfestigkeit 292

Digitized by Google

Seite

60. Beispiel für die Untersuchung eines Transformators 293
   a) Dauerprobe und Temperaturerhöhung 293
   b) Bestimmung des Spannungsabfalles der Stromzunahme und des Wirkungsgrades 295
   c) Koeffizient der Wärmeabgabe 299

Sechszehntes Kapitel.

Schaltung und Aufstellung der Transformatoren.

61. Schaltung der Transformatoren und verschiedene Schaltungen ihrer Wicklung 301
62. Aufstellung der Transformatoren 315

Siebenzehntes Kapitel.

Transformatoren zur Messung und Regulierung der Spannung und Stromstärke.

63. Meßtransformatoren und Meßschaltungen 318
64. Regulierung der Spannung 321
65. Regulierung der Stromstärke 329
66. Saugtransformatoren 333

Achtzehntes Kapitel.

Das polyzyklische System.

67. Superponierung der Ströme durch Einleitung in neutralen Punkten 341
68. Einführung und Abnahme des superponierten Stromes durch Transformatoren 344
69. Gesamtanordnung eines polyzyklischen Übertragungssystems . . . 350
70. Experimentelle Untersuchung des polyzyklischen Systems 351
   a) Untersuchung des polyzyklischen Transformators 352
   b) Untersuchung des polyzyklischen Motors 358
   c) Untersuchung abnormaler Betriebsbedingungen 359

Erklärung der in den Formeln verwendeten Buchstaben 362
Namen- und Sachregister 367

Verzeichnis der Tafeln.

Tafel I. 150 KVA-Einphasentransformator, Maschinenfabrik Örlikon.
Tafel II. 1400 KVA-Dreiphasentransformator, Brown, Boveri & Co.
Tafel III. 100 KVA-Einphasentransformator, Union E.-G.

Digitized by Google

Erstes Kapitel.

1. Einleitung.

Senden wir durch eine Drahtspule (Fig. 1) einen Wechselstrom, so erzeugt er ein magnetisches Feld, dessen Kraftfluß der momen-

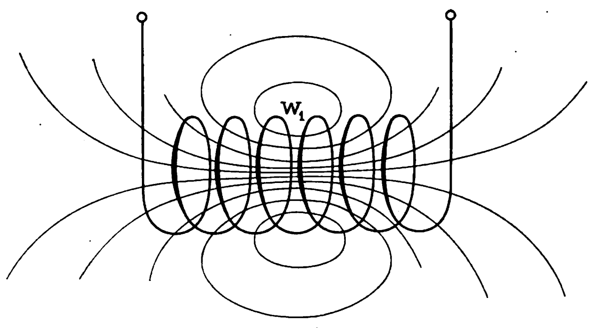


Fig. 1.

tanen Amperewindungszahl proportional ist. Wir erhalten somit ein nach Richtung und Intensität periodisch veränderliches Feld, das in der Spule eine EMK induziert. Es werden jedoch nicht alle Windungen w_1 von demselben Kraftfluß umschlungen. Bezeichnet w_x diejenige Zahl der Windungen, deren Fläche derselbe Kraftfluß Φ_x durchsetzt, so ist die in diesen Windungen induzierte EMK

$$= -\frac{d(w_x \cdot \Phi_x)}{dt}$$

und der Momentanwert der in allen $w_1 = \Sigma w_x$ - Windungen induzierten EMK wird nach dem Faraday-Maxwellschen Induktionsgesetz

$$e_1 = -\frac{d\Sigma(w_x \cdot \Phi_x)}{dt}.$$

Die Induktionswirkung wird sehr verstärkt, wenn wir die Spule S_1 auf einen Ring (Fig. 2) aus dünnem Eisenblech wickeln.

Digitized by Google

Nahezu der gesamte, wesentlich verstärkte Kraftfluß Φ nimmt jetzt seinen Weg durch den eisernen Ring, so daß alle w_1-Windungen dieselbe Kraftflußvariation besitzen, und wir dürfen mit großer Annäherung schreiben

$$e_1 = -w_1 \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad \ldots \ldots \quad (1)$$

Bringen wir nun auf den Ring eine zweite oder sekundäre Spule S_2, deren Windungszahl w_2 ist, so wird nahezu der gesamte Kraftfluß auch alle sekundären Windungen durchsetzen, und die in der sekundären Spule induzierte EMK wird annähernd

$$e_2 = -w_2 \cdot \frac{d\Phi}{dt} = e_1 \cdot \frac{w_2}{w_1}.$$

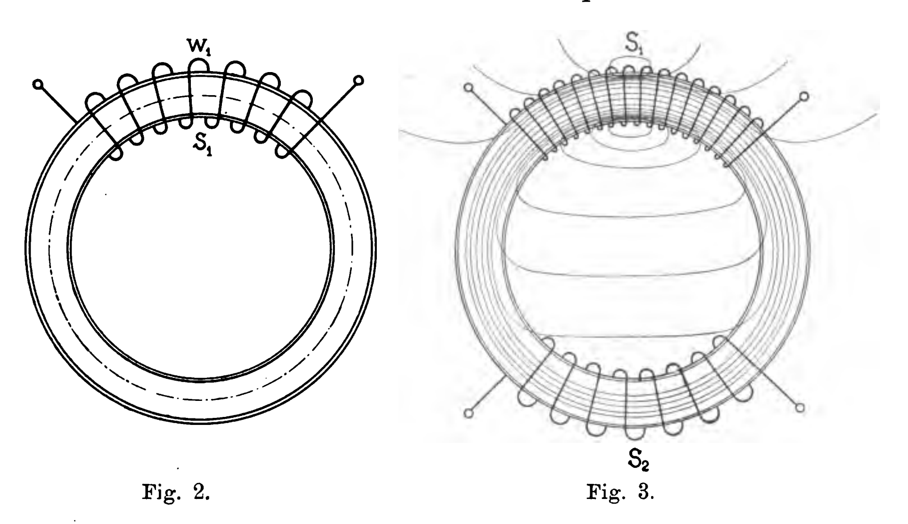


Fig. 2. Fig. 3.

Es verhalten sich also die von demselben Kraftfluß in den beiden Wicklungen induzierten EMKe wie die Wicklungszahlen, also

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{w_1}{w_2} = u \quad \ldots \ldots \quad (2)$$

u heißt das Übersetzungsverhältnis der EMKe.

In Wirklichkeit trifft das nicht genau zu, weil beide Wicklungen nicht von demselben Kraftflusse durchsetzt werden. Ein Teil des Kraftflusses (s. Fig. 3) der primären Windungen schließt sich durch den Luftraum und umschlingt die sekundären Windungen gar nicht oder nur einen Teil von ihnen, und es wird

$$e_2 < \frac{w_2}{w_1} \cdot e_1 .$$

Digitized by Google

Der Kraftfluß, der nur mit der primären Wicklung verkettet ist, wird als Streufluß und das Phänomen als magnetische Streuung bezeichnet.

Schließen wir die sekundäre Spule durch einen äußeren Widerstand, so findet eine Umsetzung der primär zugeführten Energie in die sekundär abgegebene Energie statt.

Der primäre und sekundäre Strom sind entsprechend der Aktion und Reaktion in der Phase nahezu um 180^0 verschoben, und die Amperewindungszahl, welche den in den beiden Spulen gemeinsamen Kraftfluß erzeugt, ist die Differenz der momentanen primären und sekundären Amperewindungen.

Die in der primären und sekundären Wicklung induzierten EMKe und Ströme variieren natürlich mit derselben Periodenzahl.

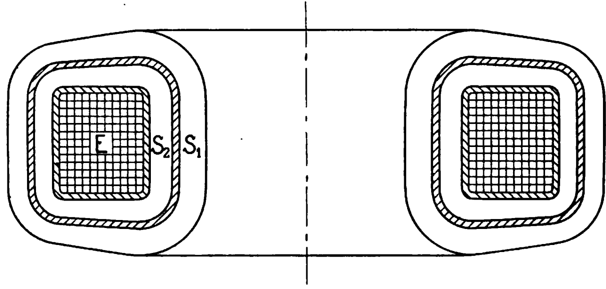


Fig. 4. Schema des Kerntransformators von Zipernowsky, Déri, Bláthy.

Ein derartiger Energieumsetzer, der im wesentlichen aus zwei getrennten Wicklungen, einer primären und einer sekundären, und einem gemeinsamen, in sich geschlossenen, mit beiden Spulen verketteten Eisenkern besteht, heißt man einen Transformator. Er dient zur Umsetzung von Wechselstrom mit gegebener Spannung in Wechselstrom derselben Periodenzahl, aber anderer Spannung.

Der erste technisch brauchbare Transformator mit geschlossenem Eisenkern wurde im Jahre 1885 von der Firma Ganz & Co. nach den Patenten von Zipernowski-Deri-Blathy ausgeführt. Die Konstruktion dieses Transformators entspricht der in Fig. 3 dargestellten Anordnung. Bei dem ersten Ganzschen Transformator bestand der Eisenkern E (Fig. 4) aus dünnem, durch die Oxydschicht oder leichte Bespinnung isoliertem Eisendraht, damit die Wirbelströme verkleinert und das Eindringen des Kraftflusses in den ganzen Kern ermöglicht wird.

Die Windungen der Spulen S_1 und S_2 sind auf dem ganzen eisernen Ringe verteilt und voneinander sowie vom Eisenkern isoliert. Diese Anordnung kann so abgeändert werden, wie in Fig. 5

1*

Digitized by Google

dargestellt ist. Die Kupferspulen S_1 und S_2 bilden den Kern und die Windungen von Eisendraht den Mantel. — Der erstere wird als Kerntransformator und der letztere als Manteltransformator bezeichnet. Diese Bezeichnung wird auch auf andere Konstruktionen übertragen und ein Transformator, bei dem der größte Teil des Kupfers durch Eisen bedeckt ist, wird Manteltransformator genannt.

Die obige Form der Eisenkerne hat den Vorteil, daß der Weg für den Kraftfluß keine Unterbrechung durch Stoßfugen erleidet, jedoch den großen Nachteil, daß in Fig. 4 der Kupferdraht und in Fig. 5 der Eisendraht durch den Ring hindurchgezogen

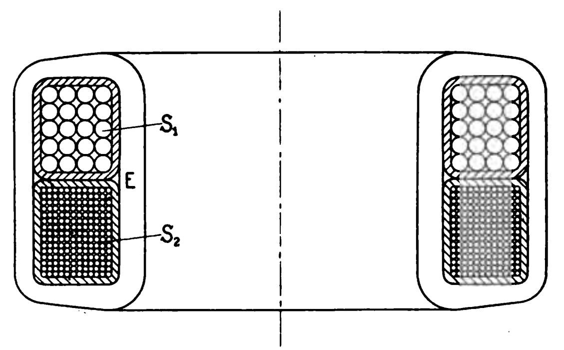


Fig. 5. Schema eines Manteltransformators.

werden muß. Abgesehen davon, daß dadurch die Herstellung sehr verteuert wird, hat diese Wicklungsart auch den Nachteil, daß Isolationsfehler erst entdeckt werden können, wenn der Transformator fertiggestellt ist. Es ist daher durchaus notwendig, die Konstruktion so auszuführen, daß die Spulen einzeln und unabhängig vom Kern auf der Wickelbank bequem hergestellt werden können; es ist dann möglich, die Spulen sorgfältig zu wickeln, gut zu isolieren und vor dem Einbau in den Transformator zu prüfen. Um dieses Ziel zu erreichen, ist es notwendig, die Kontinuität des Eisenkörpers zu unterbrechen und ihn aus mehreren Teilen herzustellen. Eisendraht ist für solche Konstruktion nicht mehr geeignet, man verwendet dazu Eisenblech.

Digitized by Google

Zweites Kapitel.

Der Magnetisierungsstrom eines Einphasentransformators.

2. Die Kurvenform des Magnetisierungsstromes. — 3. Berechnung der Wattkomponente und der wattlosen Komponente des Magnetisierungsstromes. — 4. Einfluß der Stoßfugen auf den Magnetisierungsstrom.

2. Die Kurvenform des Magnetisierungsstromes.

In Fig. 6 ist die schematische Anordnung und Schaltung eines zweikernigen Einphasentransformators dargestellt. Die beiden Wick-

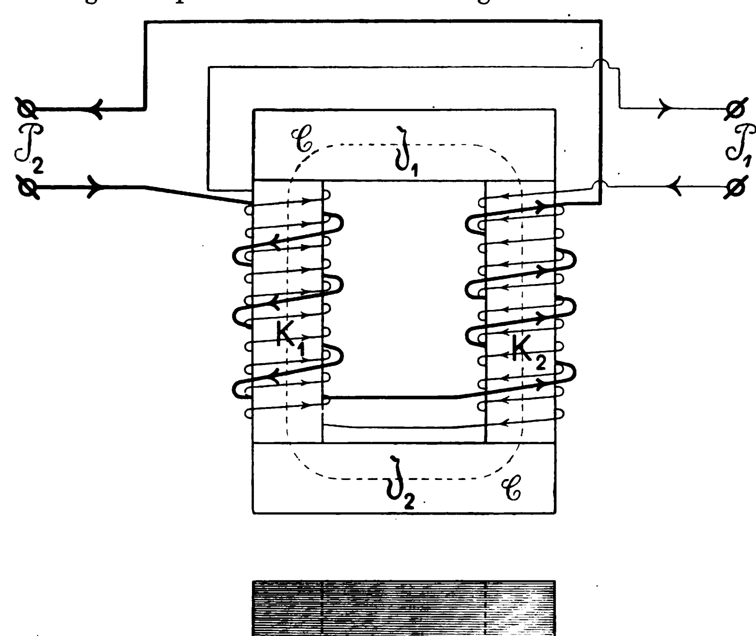


Fig. 6. Anordnung und Schaltung eines Transformators.

Digitized by Google

lungen sind gleichmäßig über die zwei Kerne K_1 und K_2 verteilt, die durch die Joche J_1 und J_2 verbunden sind. Läßt man die Klemmen des Sekundärkreises — auch Sekundärklemmen genannt — offen, so wird die Sekundärwicklung keinen Strom führen und die Primärwicklung nur einen Strom von solcher Größe aufnehmen, die eben erforderlich ist, um ein Feld zu erzeugen, das in der Primärwicklung eine der Klemmenspannung gleiche EMK induziert. Man bezeichnet diesen Betriebszustand als Leerlauf des Transformators. Ist die Klemmenspannung p_1 von Sinusform, so wird die induzierte EMK e_1, die der Spannung p_1 gleich, aber entgegengesetzt gerichtet ist, auch von Sinusform sein. Der Kraftfluß Φ muß in dem Falle auch dem Sinusgesetze folgen; denn wie im ersten Kapitel erwähnt wurde, ist nach dem Faraday-Maxwellschen Induktionsgesetz die in der primären Wicklung induzierte EMK

$$e_1 = - w_1 \frac{d\Phi}{dt},$$

wenn der Kraftfluß Φ mit allen w_1-Windungen verkettet ist. Das negative Vorzeichen sagt aus, daß die induzierte EMK so gerichtet ist, daß ein Strom, der sich in Phase mit ihr befindet, der Variation des Kraftflusses entgegenwirkt, wie dies in Fig. 18, Bd. I bei Erläuterung der Handregel veranschaulicht wurde.

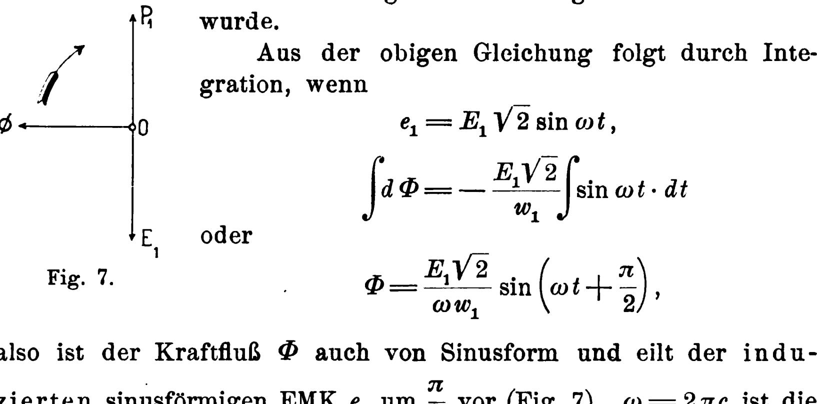


Fig. 7.

Aus der obigen Gleichung folgt durch Integration, wenn

$$e_1 = E_1 \sqrt{2} \sin \omega t,$$

$$\int d\Phi = - \frac{E_1\sqrt{2}}{w_1} \int \sin \omega t \cdot dt$$

oder

$$\Phi = \frac{E_1\sqrt{2}}{\omega w_1} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right),$$

also ist der Kraftfluß Φ auch von Sinusform und eilt der induzierten sinusförmigen EMK e_1 um $\frac{\pi}{2}$ vor (Fig. 7). $\omega = 2\pi c$ ist die Winkelgeschwindigkeit und c die Periodenzahl des Wechselstromes.

Die Amplitude des Kraftflusses ist

$$\Phi = \Phi_{max} = \frac{E_1\sqrt{2}}{\omega w_1} = \frac{E_1\sqrt{2}}{2\pi c w_1} = \frac{E_1}{4{,}44\, c w_1},$$

wo E_1 die effektive EMK in absoluten Einheiten gemessen ist.

Digitized by Google

Führt man Volt ein, so wird

$$\boldsymbol{E_1 = 4{,}44\, c w_1 \Phi 10^{-8}\, Volt,} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

welche Formel nur für einen sinusförmig variierenden Kraftfluß gilt.

Betrachten wir die Grundformel

$$e_1 = - w_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

und machen wir nur die einzige Annahme, daß Φ eine beliebige periodische Funktion der Zeit, die in Bezug auf die Abszissenachse symmetrisch ist, so wird man durch Integration über $e_1 dt$ von demjenigen Zeitmomente an, in dem der Kraftfluß seinen absoluten Maximalwert hat, bis zu dem um $\frac{T}{2}$ gegen den Anfangswert verschobenen Zeitmomente, in dem Φ seinen absoluten Minimalwert hat, erhalten

$$\int_0^{\frac{T}{2}} e_1 dt = - w_1 \int_{+\Phi_{max}}^{-\Phi_{max}} d\Phi = 2 w_1 \Phi_{max} = 2 w_1 \Phi$$

oder

$$E_{1\,mit} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} e_1 dt = \frac{4}{T} w_1 \Phi$$

und da $T = \frac{1}{c}$, wird

$$\boldsymbol{E_{1\,mit} = 4\, c w_1 \Phi 10^{-8}\, Volt,} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (4)$$

ganz unabhängig von der Kurvenform.

Da Φ der absolute Maximalwert des Kraftflusses ist, so wird $E_{1\,mit}$ der größte Mittelwert der EMK-Kurve, die innerhalb einer halben Periode erhalten werden kann. Auf Seite 166, Bd. I ist der Formfaktor einer Wechselstromkurve definiert als das Verhältnis

$$f_E = \frac{\text{Effektivwert}}{\text{Mittelwert}} = \frac{E}{E_{mit}}.$$

Für eine beliebige Kurvenform ergibt sich somit die folgende Formel

$$\boldsymbol{E_1 = 4 f_E c w_1 \Phi 10^{-8}\, Volt.} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (5)$$

Aus der Größe des Kraftflusses Φ und den Dimensionen des magnetischen Kreises läßt sich nun der Magnetisierungsstrom berechnen.

Digitized by Google

Den Kraftfluß Φ finden wir aus der zu induzierenden EMK. Wir setzen diese gleich der Klemmenspannung P_1, indem wir von dem Spannungsabfall in der Primärwicklung absehen, denn er ist bei Leerlauf sehr klein. Der Magnetisierungsstrom wird dann allgemein gleich dem Leerlaufstrome, d. h. gleich dem Strome, den der Transformator bei Leerlauf aufnimmt.

Der lamellierte Eisenkern des Transformators wird durch den Magnetisierungsstrom, der ein Wechselstrom ist, zyklisch magnetisiert. Wegen der magnetischen Remanenz des Eisens ist jedoch der vom Strom erzeugte Kraftfluß nicht in jedem Moment dem Momentanwert des Stromes proportional, sondern hat einen anderen aus der Hysteresisschleife des magnetischen Kreises zu entnehmenden Wert.

Nehmen wir jetzt an, daß die Kurve der eingeführten Primärspannung sinusförmig ist, so wird der Kraftfluß Φ, wenn P_1 den Effektivwert bezeichnet,

$$\Phi = -\frac{P_1 \sqrt{2}}{\omega w_1} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

oder

$$\Phi = \frac{P_1 \sqrt{2}}{\omega w_1} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right).$$

Um diesen dem Sinusgesetz folgenden Kraftfluß zu erzeugen, muß der Magnetisierungsstrom sich zeitlich in bestimmter Weise ändern, und man kann zu jedem Punkt der sinusförmig verlaufenden Kraftflußkurve oder Induktionskurve mittels der Hysteresisschleife den zugehörigen Momentanwert des Magnetisierungsstromes bestimmen.

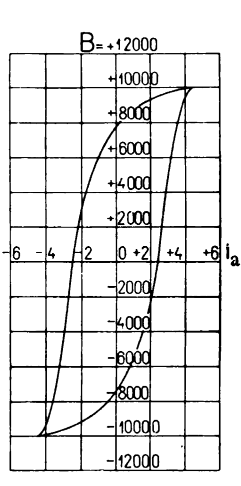


Fig. 8.
Hysteresisschleife.

Die Hysteresisschleife ist diejenige Kurve, welche die Induktion eines Eisenstückes als Funktion der auf dasselbe wirkenden magnetisierenden Kraft angibt, wenn das Eisenstück zyklisch magnetisiert wird. Wie bekannt, gibt uns der Inhalt dieser Schleife ein Maß für die Energie, welche pro Periode aufgewendet werden muß, um das Eisenstück zu magnetisieren. Diese Energie, welche von außen durch den primären Leerlaufstrom zugeführt werden muß, wird in Wärme umgesetzt.

Die Kurve des Magnetisierungsstromes, die man für einen sinusförmigen Kraftfluß aus der Hysteresisschleife berechnet, wird

Digitized by Google

nicht sinusförmig und nicht symmetrisch in Bezug auf die Maximalordinate.

In Fig. 8 ist eine Hysteresischleife dargestellt, während in Fig. 9 e_1 die Kurve der induzierten EMK, Φ die zugehörige Kraftflußkurve und i_a die Kurve des erforderlichen Magnetisierungsstromes darstellt.[1])

Fig. 9. EMK-, Kraftfluß- und Magnetisierungsstromkurve eines Transformators.

Der Transformator verbraucht bei Leerlauf eine gewisse Leistung W_a. Sehen wir vorläufig von der Stromwärme im Kupfer der Primärwicklung ab, was nur einen Fehler kleiner als $0{,}1\,^0/_0$ verursachen kann, so muß die ganze Leistung in Hysteresiswärme umgesetzt werden, und wir dürfen setzen

$$W_a = E_1 J_a \cos \psi_a \cong P_1 J_a \cos \psi_a .$$

[1]) Der Maßstab des Stromes i_a ist für die Stromkurve (Ordinate) zweimal größer gewählt als für die Hysteresisschleife (Abszisse).



Man kann nun $E_1 \cdot J_a$ als Vektor unter dem Winkel ψ_a gegen die Ordinatenachse abtragen und erhält dann in Fig. 10 das sogenannte Leistungsdiagramm.

J_a ist der Effektivwert des äquivalenten Sinusstromes, welcher der EMK-Kurve gegenüber dieselbe Leistung besitzt, wie der wirkliche Magnetisierungsstrom. Die Momentanwerte i_a' dieser Sinuskurve sind in Fig. 9 in richtiger Zeitlage eingezeichnet und die Differenzkurve i_d zwischen der i_a- und der i_a'-Welle gibt uns die wattlosen Oberwellen des Magnetisierungsstromes.

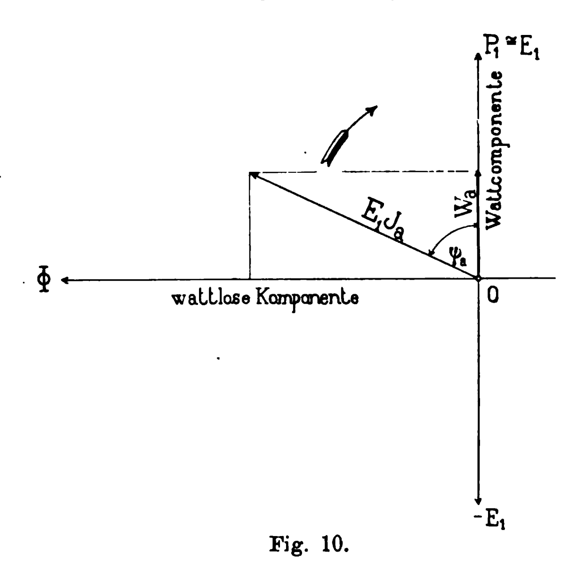


Fig. 10.

Die Φ-Kurve eilt der i_a'-Kurve um den Winkel $\frac{\pi}{2} - \psi_a$ nach; man bezeichnet diesen Winkel als magnetischen Verzögerungswinkel.

Wie später gezeigt werden soll, kann man für den Fall, daß die induzierte EMK E_1 innerhalb gewisser Grenzen bleibt, das Verhältnis

$$y_a = \frac{J_a}{E_1} = \text{konstant}$$

setzen. y_a ist die sogenannte primäre Admittanz.

Den Magnetisierungsstrom J_a können wir in die wattlose Komponente

$$J_a \sin \psi_a = E_1 b_a \simeq P_1 b_a \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (6)$$

und in die Wattkomponente

$$J_a \cos \psi_a = E_1 g_a \simeq P_1 g_a \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (7)$$

Digitized by Google

zerlegen, wenn b_a gleich der primären Suszeptanz und g_a gleich der primären Konduktanz ist.

Die primäre Admittanz ist somit

$$y_a = \sqrt{g_a^2 + b_a^2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (8)$$

und der Magnetisierungsstrom

$$J_a = E_1 y_a \simeq P_1 y_a \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (9)$$

3. Berechnung der Wattkomponente und der wattlosen Komponente des Magnetisierungsstromes.

Zur Bestimmung der primären Konduktanz g_a berechnet man die sowohl von Hysteresis als auch von Wirbelströmen herrührenden Eisenverluste

$$W_e \simeq W_h + W_w;$$

diese setzen wir gleich der dem Transformator bei Leerlauf zugeführten Leistung $W_a = E_1^2 g_a$. Also ist die primäre Konduktanz

$$g_a = \frac{W_e}{E_1^2} = \frac{W_e}{P_1^2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (10)$$

und die Wattkomponente

$$= E_1 g_a = \frac{W_e}{E_1} \simeq \frac{W_e}{P_1}.$$

Zur Erzeugung des Kraftflusses Φ ist eine gewisse Amperewindungszahl AW_k pro magnetischen Kreis erforderlich. Es ist infolge des elektromagnetischen Grundgesetzes

$$AW_k = 0{,}4\,\pi \int_C H dl,$$

wobei die Integration über eine Kurve C zu erstrecken ist, die mit den Amperewindungen AW_k verkettet ist. Als Kurve C wählen wir einen mittleren Kraftlinienweg des magnetischen Kreises (Fig. 6). Ein Teil AW_l der Amperewindungen ist erforderlich, um den Kraftfluß Φ über die Luftschlitze der Stoßfugen zu treiben, während der übrige Teil AW_{ei} zur Magnetisierung des Eisens dient.

Die Suszeptanz b_a gibt das Verhältnis zwischen dem wattlosen Leerlaufstrom und der induzierten EMK an. Die wattlose Komponente des Leerlaufstromes wird oft ohne Begründung gleich dem Magnetisierungsstrom gesetzt; das ist natürlich nicht korrekt, denn nicht ein Teil des Stromes, sondern der ganze Strom magnetisiert das Eisen. Dabei treten aber Wirbelströme auf, die der magnetisierenden Wirkung des primären Stromes entgegenwirken.

Digitized by Google

Diese Wirbelströme können als Sekundärströme betrachtet und durch einen Vektor, der einen spitzen Winkel mit E_1 bildet, dargestellt werden.

Die wattlose Komponente dieses Vektors repräsentiert eine gewisse Zahl entmagnetisierende Amperewindungen, die von einer gleich großen Anzahl Amperewindungen der Primärwicklung kompensiert werden müssen.

Die Amperewindungen AW_l für die Luftschlitze der Stoßfugen, vorausgesetzt, daß solche vorhanden sind, ergeben ebenfalls einen wattlosen Strom.

Die Amperewindungen pro magnetischen Kreis berechnen wir derart, daß wir die Amperewindungen für das Eisen (AW_{ei}) und für die Stoßfugen (AW_l) getrennt berechnen und setzen

$$AW_k = AW_{ei} + AW_l = \sqrt{2}\, J_a \sin \psi_a w_1 = \sqrt{2}\, E_1 b_a w_1$$

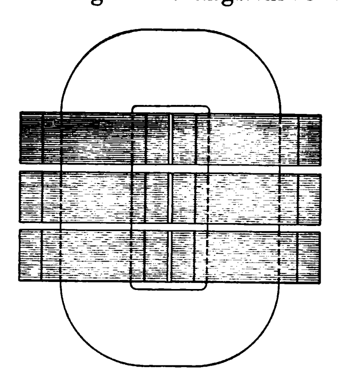
und somit

$$b_a = \frac{AW_{ei} + AW_l}{\sqrt{2}\, w_1 E_1} \cong \frac{AW_{ei} + AW_l}{\sqrt{2}\, w_1 P_1} \quad . \quad . \quad . \quad (11)$$

und die wattlose Komponente

$$= E_1 b_a = \frac{W_k}{\sqrt{2} \cdot w_1}.$$

Eine genaue Berechnung von AW_{ei} wäre nicht ganz einfach, weil die Magnetisierungskurve von der Periodenzahl des Wechselstromes abhängt (magnetische Trägheit). Deswegen sehen wir von kleinen Ungenauigkeiten ab und berechnen AW_{ei} mittels einer statischen Magnetisierungskurve. Wir haben hierdurch die wattlose Komponente des Leerlaufstromes gleich dem Magnetisierungsstrom gesetzt, aber letzteren berechnet wie bei Gleichstrom, indem wir die entmagnetisierenden Wirkungen der Wirbelströme und die magnetische Trägheit vernachlässigten.



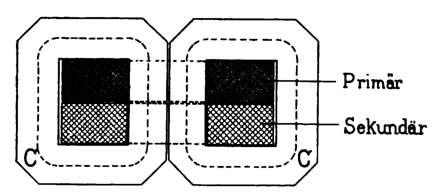


Fig. 11. Manteltransformator.

Hat der magnetische Kreis überall denselben Querschnitt Q_e, so ist die maximale Induktion

$$B = \frac{\Phi}{Q_e}.$$

Digitized by Google

Dieser Sättigung entspricht in der statischen Magnetisierungskurve des entsprechenden Eisenbleches (Kurve *A*, *a*, Tafel XIII) die Amperewindungszahl aw_{ei} pro cm Kraftlinienweg, also

$$AW_{ei} = aw_{ei} L_{ei} \quad \ldots\ldots \quad (12)$$

wenn wir in AW_{ei} nicht den effektiven, sondern den maximalen Wert des Magnetisierungsstromes einsetzen. L_{ei} ist die mittlere Länge des Kraftlinienweges in cm.

Verzweigt sich der Kraftfluß in zwei Teile, wie bei dem Manteltransformator Fig. 11, so wird auch in diesem Falle die obige Formel Gültigkeit haben, wenn B überall konstant ist.

Betrachten wir nun die Stoßfugen, und beträgt die Länge eines Luftspaltes, der den gleichen magnetischen Widerstand besitzt wie alle Stoßfugen eines magnetischen Kreises zusammen, δ cm, so sind die für die Stoßfugen nötigen Amperewindungen

$$AW_l = 0{,}8\,\delta \cdot B \quad \ldots\ldots \quad (13)$$

Bei Einführung der den Größen g_a und b_a entsprechenden Werte erhält man den Magnetisierungsstrom

$$J_a = P_1 \cdot \sqrt{g_a^2 + b_a^2} = \sqrt{\left(\frac{W_e}{P_1}\right)^2 + \left(\frac{AW_k}{\sqrt{2}\,w_1}\right)^2}.$$

4. Einfluß der Stoßfugen auf den Magnetisierungsstrom.

Ewing gibt in seinem Buche „Magnetic Induction in Iron" die folgende Tabelle für die äquivalente Länge des Luftzwischenraumes einer Stoßfuge, wenn die zusammenstoßenden Flächen rauh sind. Von den beiden Kolonnen bezieht sich die erste auf den Fall, daß die durch die Stoßfugen getrennten Stücke ohne Druck aufeinanderstoßen, die zweite auf den Fall, daß die zwei Stücke mit einem Drucke von 226 kg/cm² zusammengepreßt werden.

B	Ohne Druck	Druck 226 kg/cm²
8000	0,0036 cm	0,0024 cm
10000	0,0041 „	0,0031 „
12000	0,0046 „	0,0036 „
14000	0,0050 „	0,0041 „
15000	0,0052 „	0,0041 „

Ein großer Druck verkleinert die Permeabilität und vergrößert die Hysteresisverluste; deswegen darf der Druck, womit die Stoßflächen zusammengepreßt werden, nicht zu groß sein. Man kann nach der obigen Tabelle rund 0,005 cm Luftschlitz für jede

Digitized by Google

Stoßfuge setzen, wenn kein Papier oder Preßspahn dazwischengelegt wird. Gewöhnlich hat man 4 Stoßfugen und kann dann setzen

$$\delta = 4 \cdot 0{,}005 \text{ cm} = 0{,}02 \text{ cm} .$$

Die Stoßfugen können, wie die Fig. 12 und 13 zeigen, durch Verzapfung der Bleche vermieden werden, man sucht dadurch einen

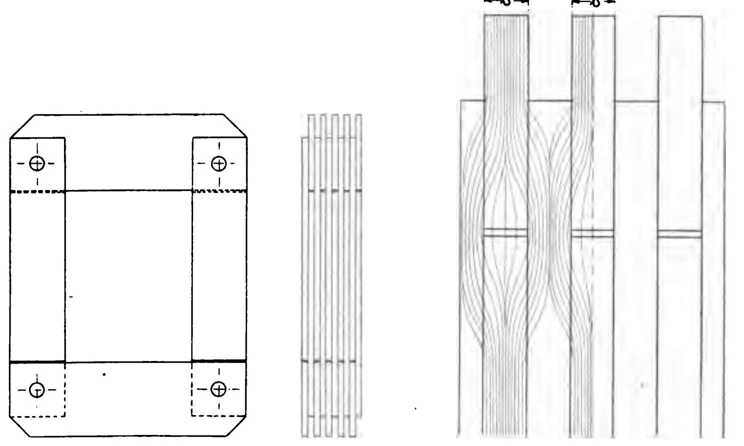


Fig. 12. Verzapfung der Bleche. Fig. 13. Kontraktion des Kraftflusses.

geringeren Leerlaufstrom und kleinere Wirbelstromverluste in der Übergangsschicht zu erreichen. Wenn nämlich bei Stoßfugen die parallel laufenden Bleche so zusammenstoßen, wie in Fig. 14 dargestellt ist, so können sich die Wirbelströme quer über die Bleche

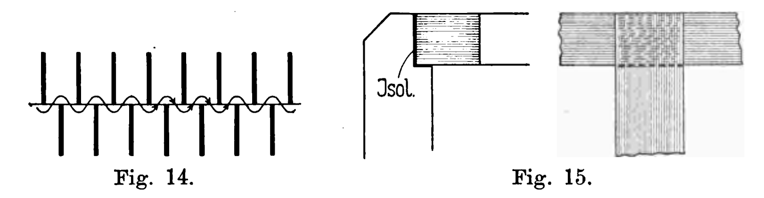


Fig. 14. Fig. 15.

schließen; dasselbe tritt ein infolge der Bearbeitung der Stoßflächen, denn die Isolation der Bleche wird an dieser Stelle zerstört und die Wirbelströme schließen sich von einem Blech zum anderen. Erfahrungsgemäß sind die hierdurch entstehenden Verluste nicht so groß, daß sie sich unangenehm bemerkbar machen. Diese Verluste nehmen auch mit dem Druck auf die zusammenstoßenden Flächen zu, da mit zunehmendem Drucke der elektrische Kontakt inniger wird.

Kreuzen sich dagegen die zusammenstoßenden Bleche wie in der Fig. 15, so muß unbedingt eine isolierende dünne Zwischen-

Digitized by Google

lage angebracht werden, wodurch der wattlose Leerlaufstrom vergrößert wird.

Werden die Bleche verzapft, so treten, wie Fig. 13 zeigt, Kraftröhrenkontraktionen auf, welche Wirbelströme verursachen und die Eisenverluste vermehren. Diese Wirbelströme an den Verzapfungsstellen sind um so größer, je dicker ein Blechbündel (s) ist. Außerdem wird der magnetische Widerstand durch die Kontraktion und weil der Kraftfluß beim Übergang von einem Bündel oder einem Blech zum anderen die zwischenliegende Isolierschicht durchtreten muß, erhöht, was eine Vergrößerung des Magnetisierungsstromes bewirkt.

Wir sehen hieraus, daß die Verzapfung in magnetischer Hinsicht nicht viel besser sein kann, als ebene Stoßfugen. Für die Verbindungsart von Kern und Joch sind daher nur eine billige Herstellung und eine bequeme Zusammensetzbarkeit des Eisenkörpers maßgebend.

Digitized by Google

Drittes Kapitel.

Die Gleichungen und Konstanten eines Einphasentransformators.

5. Die Kraftflüsse eines belasteten Transformators. — 6. Die Arbeitsgleichungen eines Einphasentransformators. — 7. Der äquivalente Stromkreis eines Einphasentransformators. — 8. Beziehung zwischen den Koeffizienten der Selbstinduktion, der Streuinduktion und der gegenseitigen Induktion. — 9. Berechnung der Streureaktanz einer Zylinderwicklung. — 10. Berechnung der Streureaktanz einer Scheibenwicklung. — 11. Der primäre und sekundäre Widerstand.

5. Die Kraftflüsse eines belasteten Transformators.

Bei Leerlauf ist die Sekundärwicklung offen und stromlos. Schließt man sie durch ein Voltmeter, so wird dieses eine Spannung P_2 anzeigen, die gleich der in der Sekundärwicklung induzierten EMK E_2 ist; also

$$P_2 = E_2 = 4 \cdot f_E \cdot c \cdot w_2 \cdot \Phi \cdot 10^{-8}.$$

Für die primär induzierte EMK hatten wir

$$E_1 = 4 \cdot f_E \cdot c \cdot w_1 \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \cong P_1.$$

Also

$$\frac{P_1}{P_2} \cong \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} = u.$$

Das Übersetzungsverhältnis $\frac{w_1}{w_2}$ kann durch Messung der Spannungen bei Leerlauf bestimmt werden.

Gehen wir nun weiter, indem wir zwischen den Sekundärklemmen einen Belastungswiderstand einschalten, so wird ein Strom J_2 die Sekundärwicklung durchströmen, der zufolge des Induktionsgesetzes eine solche Richtung hat, daß er dem ihn erzeugenden Kraftfluß entgegenwirkt, wodurch die primäre Stromstärke ansteigt, um den Kraftfluß aufrecht zu erhalten.

Digitized by Google

Da der Spannungsabfall in der Primär- und der Sekundärwicklung eines Transformators prozentual klein ist, so werden die in beiden Wicklungen induzierten EMKe bei Volllast sich nicht viel von denen bei Leerlauf unterscheiden. Es nimmt somit der Kraftfluß Φ von Leerlauf bis Belastung nur wenig ab, im allgemeinen nur 1 bis $3^0/_0$. Zur Erzeugung des Kraftflußes bei Belastung ist also fast dieselbe Amperewindungszahl $J_a w_1$ erforderlich wie bei Leerlauf. Diese Amperewindungszahl ist in Fig. 16 durch $J_a w_1$ dargestellt. Da aber in der Sekundärwicklung ein Strom J_2 fließt, der um einen gewissen Winkel ψ_2 gegen E_2 phasenverschoben ist, so steigt der Primärstrom auch an, und zwar muß die primäre Amperewindungszahl $J_1 w_1$ erstens die magnetisierende Kraft der Sekundäramperewindungen $J_2 w_2$ kompensieren und ferner noch die für die Magnetisierung des magnetischen Kreises nötigen Amperewindungen $J_a w_1$ liefern; mit anderen Worten: die Amperewindungzahl $J_1 w_1$ ist die geometrische Summe von $J_a w_1$ und $J_2 w_2$, wie Fig. 16 zeigt. Wie aus dieser Figur ersichtlich, sind die beiden Ströme J_1 und J_2, die dieselbe Phase haben wie die entsprechenden Amperewindungen, fast um 180^0 gegeneinander verschoben, und die primären und sekundären Amperewindungen sind einander fast gleich. Das magnetische Feld, welches im Transformator bei Belastung entsteht, muß somit einen ganz anderen Charakter erhalten als dasjenige Kraftlinienbild bei Leerlauf.

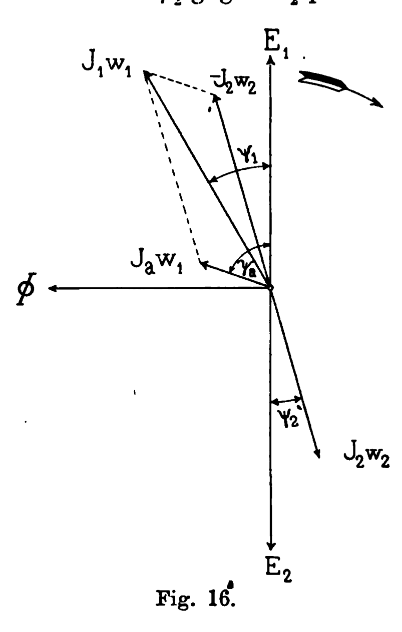


Fig. 16.

In Fig. 17 ist das magnetische Feld eines Manteltransformators dargestellt. Die beiden Wicklungen I und II dieses Transformators werden von Kraftflüssen umschlungen. Der größte Teil des Kraftflusses geht durch den lamellierten Eisenkörper und umschlingt sämtliche Windungen der Wicklung. Andere Teile dieses Kraftflusses umschlingen nur sekundäre oder nur primäre Windungen, und zwar selten alle, und wieder andere Teile des Kraftflusses sind mit einzelnen sekundären und vielen primären Windungen verkettet oder umgekehrt. Die magnetisierende Kraft im Luftzwischenraum für den Schnitt aa ist durch die Ordinaten der Kurve C dargestellt.

Digitized by Google

Der **Hauptkraftfluß** (Linien 1—1, Fig. 17), der mit sämtlichen Windungen beider Wicklungen verkettet ist, wird unter Annahme konstanter Permeabilität im Eisen den resultierenden Amperewindungen beider Wicklungen proportional sein. Dieser Fluß induziert in jeder primären und sekundären Windung dieselbe EMK und wirkt deswegen ausschließlich als gegenseitige Induktion zwischen den beiden Wicklungen. Die Kraftflüsse, die entweder nur mit primären (Linien 4—4, Fig. 17) oder nur mit sekundären Windungen

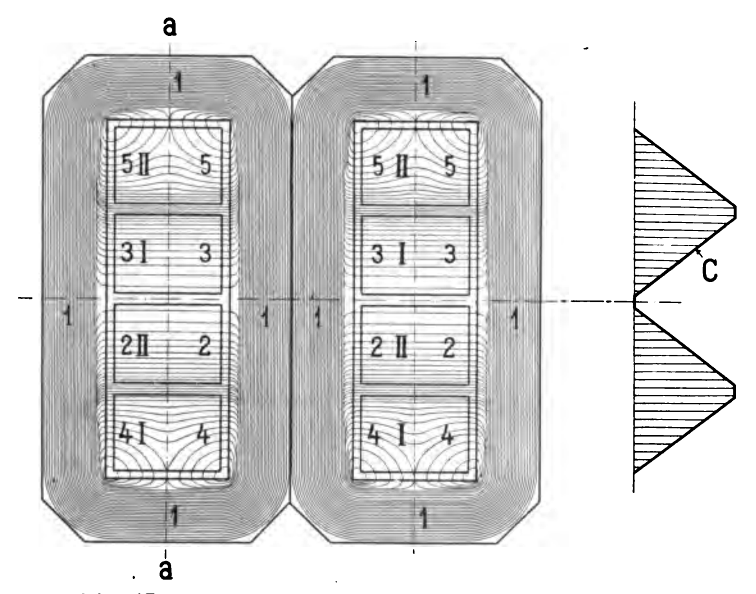


Fig. 17. Magnetisches Feld eines Manteltransformators.

(Linien 5—5, Fig. 17) verkettet sind, werden von dem Primärstrome bezw. von dem Sekundärstrome erzeugt; sie nehmen deswegen proportional der Belastung zu und bewirken einen induktiven Spannungsabfall proportional dem Belastungsstrome. Diese Flüsse werden **Streuflüsse** genannt.

Was die Flüsse anbetrifft, die entweder mit einzelnen sekundären und vielen primären (Linien 2—2, Fig. 17) oder umgekehrt (Linien 3—3, Fig. 17) mit einzelnen primären und vielen sekundären Windungen verkettet sind, so wirken diese auf eine äquivalente Anzahl von primären bezw. sekundären Windungen als Hauptkraftfluß und auf die übrigen primären bezw. sekundären Windungen, mit denen sie auch verkettet sind, als Streufluß.

Digitized by Google

6. Die Arbeitsgleichungen eines Einphasentransformators.

Um nun die Gleichungen des Transformators aufzustellen, zerlegt man am besten das ganze magnetische Feld in Kraftröhren und betrachtet zuerst eine einzige Röhre, welche w_{1x} primäre und w_{2x} sekundäre Windungen umschlingt und den magnetischen Widerstand R_x besitzt. Wird ferner der primäre Strom mit i_1 und der sekundäre mit i_2 bezeichnet, so ist der Kraftfluß dieses betrachteten Rohres

$$\Phi_x = \frac{i_1 w_{1x} + i_2 w_{2x}}{R_x}.$$

Dieser Kraftfluß induziert in der primären Wicklung eine EMK

$$-\frac{d(\Phi_x w_{1x})}{dt}$$

und in der sekundären Wicklung

$$-\frac{d(\Phi_x w_{2x})}{dt}.$$

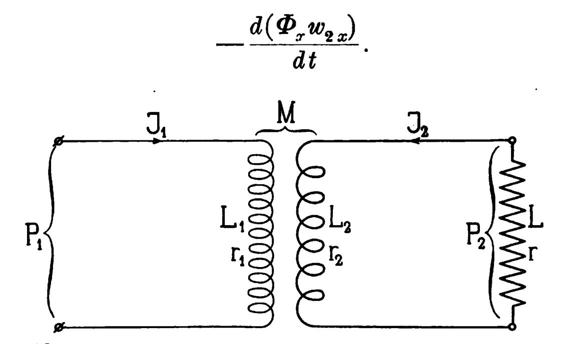


Fig. 18. Die Stromkreise eines Einphasentransformators.

Summiert man nun die EMKe, die in jeder Wicklung induziert werden, so lauten die Differentialgleichungen für das in Fig. 18 gegebene System des primären Stromkreises

$$p_1 = \sqrt{2} \cdot P_1 \cdot \sin \omega t = i_1 r_1 + \frac{d\Sigma(\Phi_x w_{1x})}{dt} \quad . \quad . \quad (14)$$

und des sekundären Stromkreises

$$0 = i_2(r_2 + r) + \frac{d\Sigma(\Phi_x w_{2x})}{dt} + L\frac{di_2}{dt} \quad . \quad . \quad . \quad (15)$$

wenn r den effektiven Widerstand und L den Selbstinduktionskoeffizient des äußeren Stromkreises bedeutet.

Vorläufig betrachten wir die beiden Ausdrücke $\Sigma(\Phi_x w_{1x})$ und $\Sigma(\Phi_x w_{2x})$. Durch Einsetzen des Wertes von Φ_x wird

Digitized by Google

$$\Sigma \Phi_x w_{1x} = \Sigma \frac{i_1 w_{1x} + i_2 w_{2x}}{R_x} w_{1x};$$

addieren und subtrahieren wir

$$i_1 \cdot \frac{w_1}{w_2} \cdot \frac{w_{1x} \cdot w_{2x}}{R_x},$$

so erhalten wir

$$= \Sigma \left\{ \frac{i_2 w_{1x} w_{2x}}{R_x} + \frac{i_1 w_1}{w_2} \frac{w_{1x} w_{2x}}{R_x} + \frac{i_1 \left(w_{1x}^2 - \frac{w_1}{w_2} w_{1x} w_{2x} \right)}{R_x} \right\}$$

$$= \left(i_2 + i_1 \frac{w_1}{w_2} \right) \Sigma \left(\frac{w_{1x} w_{2x}}{R_x} \right) + i_1 \Sigma \left(\frac{w_{1x}^2 - \frac{w_1}{w_2} w_{1x} w_{2x}}{R_x} \right)$$

und ähnlich folgt

$$\Sigma \Phi_x w_{2x} = \Sigma \frac{i_1 w_{1x} + i_2 w_{2x}}{R_x} w_{2x}$$

$$= \Sigma \left\{ \frac{i_1 w_{1x} w_{2x}}{R_x} + \frac{i_2 w_2}{w_1} \frac{w_{1x} w_{2x}}{R_x} + \frac{i_2 \left(w_{2x}^2 - \frac{w_2}{w_1} w_{1x} w_{2x} \right)}{R_x} \right\}$$

$$= \left(i_1 + i_2 \frac{w_2}{w_1} \right) \Sigma \left(\frac{w_{1x} w_{2x}}{R_x} \right) + i_2 \Sigma \left(\frac{w_{2x}^2 - \frac{w_2}{w_1} w_{1x} w_{2x}}{R_x} \right).$$

Für die Kraftflußverteilung erhalten wir somit die drei charakteristischen Konstanten:

$$M = \Sigma \left(\frac{w_{1x} w_{2x}}{R_x} \right) \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (16)$$

$$\left. \begin{aligned} S_1 &= \Sigma \left(\frac{w_{1x}^2 - \frac{w_1}{w_2} w_{1x} w_{2x}}{R_x} \right) \\ \text{und} \quad S_2 &= \Sigma \left(\frac{w_{2x}^2 - \frac{w_2}{w_1} w_{1x} w_{2x}}{R_x} \right) \end{aligned} \right\} \quad . \quad . \quad (17)$$

Diese Größen sind konstant, so lange R_x konstant ist, was bei den Transformatoren beinahe immer zutrifft.

M nennt man bekanntlich den gegenseitigen Induktionskoeffizienten, und S_1 kann man den primären und S_2 den sekundären Streuinduktionskoeffizienten heißen.

Digitized by Google

Durch Einsetzung dieser Koeffizienten folgt

$$\Sigma(\Phi_x w_{1x}) = \frac{i_1 w_1 + i_2 w_2}{w_2} M + i_1 S_1$$

und

$$\Sigma(\Phi_x w_{2x}) = \frac{i_1 w_1 + i_2 w_2}{w_1} M + i_2 S_2.$$

Also können die zwei Differentialgleichungen (14) und (15) folgendermaßen geschrieben werden:

Primär

$$p_1 = \sqrt{2} P_1 \cdot \sin \omega t = i_1 r_1 + S_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{M}{w_2} \frac{d(i_1 w_1 + i_2 w_2)}{dt}$$

und sekundär

$$0 = i_2 (r_2 + r) + S_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{M}{w_1} \frac{d(i_1 w_1 + i_2 w_2)}{dt} + L \frac{di_2}{dt}$$

Wir werden im folgenden der Einfachheit halber alle sekundären Größen auf das primäre System derartig reduzieren, daß die in beiden Wicklungen von demselben Kraftfluß induzierten EMKe E gleich werden. Wir müssen somit alle Spannungen und EMKe des Sekundärsystems mit $\frac{w_1}{w_2} = u$ multiplizieren, um sie auf das Primärsystem zu reduzieren. Da die Leistung des Sekundärsystems dem Produkte von Spannung und Strom proportional ist, und ferner die Leistung des auf das Primärsystem reduzierten Sekundärsystems gleich der ursprünglichen sein muß, so folgt hieraus, daß alle Ströme des Sekundärsystems durch Multiplikation mit $\frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{u}$ auf das Primärsystem reduziert werden können. Da Widerstand und Reaktanz ein Verhältnis zwischen Spannung und Strom ist, so wird die Impedanz des Sekundärsystems durch Multiplikation mit $\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 = u^2$ auf das Primärsystem reduziert.

Durch diese Reduktion ändern sich die Vorgänge in dem primären Stromkreis nicht, da die übertragene Leistung in beiden Fällen dieselbe bleibt.

Wir setzen also

$$i_2' = \frac{w_2}{w_1} i_2 \quad \text{oder} \quad i_2 = \frac{1}{u} i_2'$$

und erhalten, nachdem die Differentialgleichung des Sekundärstromkreises mit u multipliziert worden ist, die Differentialgleichungen in der folgenden Form:

Digitized by Google

$$\sqrt{2} P_1 \cdot \sin \omega t = i_1 r_1 + S_1 \frac{d i_1}{dt} + M u \frac{d(i_1 + i_2')}{dt} \quad . \quad (18)$$

und

$$0 = i_2' (r_2 + r) u^2 + (S_2 + L) u^2 \frac{d i_2'}{dt} + M u \frac{d(i_1 + i_2')}{dt} \quad . \quad (19)$$

7. Der äquivalente Stromkreis eines Einphasentransformators.

Betrachten wir jetzt einen zweiten Stromkreis (Fig. 19) mit den in der Figur eingeschriebenen Konstanten, so sehen wir, daß die Differentialgleichungen des Einphasentransformators auch für diesen Stromkreis gelten. Die erste Gleichung gilt für den Stromkreis $P_1 A B$ und die zweite für den Stromkreis $P_2' A B$. Das Transformatorproblem ist somit auf diese Aufgabe zurückgeführt.

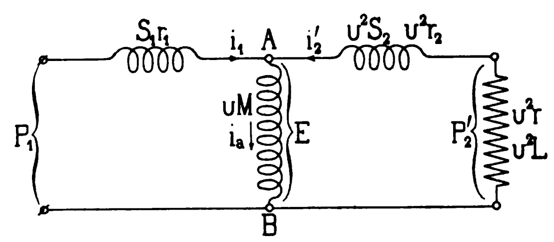


Fig. 19. Der äquivalente Stromkreis eines Transformators.

Wir haben also nur mit den Konstanten M, S_1 und S_2 zu rechnen. Führen wir in den Ausdrücken für S_1 und S_2 die Abkürzung

$$w_{2x} u = w'_{2x}$$

ein, wo w'_{2x} die von einem Kraftrohre, dessen Widerstand R_x ist, umschlungenen sekundären Windungen, auf das primäre System reduziert, bedeutet, so erhalten wir

$$S_1 = \Sigma \frac{w_{1x}(w_{1x} - w'_{2x})}{R_x}$$

und

$$S_2' = S_2 u^2 = \Sigma \frac{w'_{2x}(w'_{2x} - w_{1x})}{R_x}.$$

Diese Ausdrücke können durch Darstellung des magnetischen Feldes mit Kraftröhren und Summation über diese Röhren ermittelt werden.

Indem $w_{1x} - w'_{2x}$ die Differenz der Windungen der beiden Wicklungen, die von der betrachteten Kraftröhre umschlungen werden, bedeuten, ist die Summation in Bezug auf S_1 und S_2 nur

Digitized by Google

über diejenigen Kraftröhren auszudehnen, die ungleiche Windungen umschlingen. Die Flüsse solcher Kraftröhren heißen wir allgemein Streuflüsse, trotzdem daß diese, wie oben erwähnt wurde, außer als Streufluß auch zum Teil als gegenseitige Induktion wirken.

Jeder Transformator läßt sich somit durch einen äquivalenten Stromkreis ersetzen und für diesen können nun in einfacher Weise die Diagramme des Transformators abgeleitet werden.

Setzen wir in dem Ausdruck $Mu(i_1 + i_2')$

$$M \cdot u = M \cdot \frac{w_1}{w_2} = \Sigma \frac{w_{1x}\left(w_{2x}\frac{w_1}{w_2}\right)}{R_x} = \Sigma \frac{w_{1x} w_{2x}'}{R_x} = \frac{w_1^2}{R},$$

so erhalten wir

$$M \frac{w_1}{w_2}(i_1 + i_2') = \frac{w_1}{R}(i_1 w_1 + i_2 w_2).$$

R heißen wir den magnetischen Widerstand des idealen magnetischen Kraftflusses, der sowohl die primäre wie die sekundäre Wicklung vollständig umschlingt. Auf diesen magnetischen Kreis wirkt die momentane MMK $(i_1 w_1 + i_2 w_2)$.

Betrachten wir den Stromkreis AB in Fig. 19, so sehen wir, daß sich in ihm dieselben Vorgänge wie in einem streuungslosen Transformator bei Leerlauf abspielen; denn an den Klemmen beider Apparate herrscht eine gewisse Spannung, die nur einen Strom von solcher Größe durch den Apparat treibt, der gerade ausreicht, um eine EMK von derselben Größe wie die Spannung an den Klemmen zu induzieren. Ist diese letztere von Sinusform, so ist der im Zweige AB fließende Strom wegen der Hysteresis von deformierter Wellenform, und man kann auch hier diese deformierte Stromkurve durch eine äquivalente Sinuskurve ersetzen.

Beide Apparate haben denselben magnetischen Widerstand und denselben Eisenkörper, also besitzen sie auch beide dieselben Konstanten b_a und g_a, die dann leicht bei Leerlauf des Transformators zu bestimmen sind. Bei Leerlauf ist nämlich der Streufluß $S_1 i_1$ so verschwindend klein, daß b_a bei Belastung und Leerlauf gleich groß angenommen werden kann. Wäre keine Hysteresis vorhanden und arbeiteten wir auf demjenigen Teile der Magnetisierungskurve, auf dem Proportionalität zwischen Kraftfluß und MMK herrscht, so wäre

$$\frac{i_1 w_1 + i_2 w_2}{R} = \Phi$$

Digitized by Google

und
$$M\frac{w_1}{w_2}\frac{d(i_1+i_2')}{dt}=w_1\frac{d\Phi}{dt}=-e.$$

In Wirklichkeit tritt, wenn Hysteresis vorhanden ist, derselbe Kraftfluß auf, nur ist er zeitlich verspätet gegenüber der momentanen MMK $(i_1 w_1 + i_2 w_2)$.

Diesen Kraftfluß Φ heißen wir den Hauptkraftfluß des Transformators, und dieser ist der wirkliche Träger der Arbeitsübertragung von dem einen Stromkreis zum anderen, gleichwie ein Riemen als arbeitübertragendes Element zwischen zwei Riemenscheiben funktioniert.

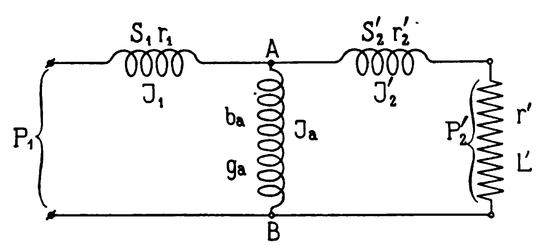


Fig. 20. Der äquivalente Stromkreis eines Einphasentransformators.

Der äquivalente Stromkreis eines Transformators, welcher in Fig. 20 wiedergegeben ist, enthält nunmehr, wenn wir den Hysteresisverlust im Transformator berücksichtigen, die folgenden Konstanten:

b_a = primäre Suszeptanz,
g_a = primäre Konduktanz,
r_1 = Widerstand der Primärwicklung,
$x_1 = \omega S_1$ = Reaktanz der Primärwicklung,
$r_2' = r_2 \frac{w_1^2}{w_2^2} = u^2 r_2$ = Widerstand der Sekundärwicklung auf das primäre System reduziert

und

$x_2' = x_2 \frac{w_1^2}{w_2^2} = \omega S_2 \frac{w_1^2}{w_2^2} = \omega u^2 S_2$ = Reaktanz der Sekundärwicklung auf das primäre System reduziert.

Aus diesen ergeben sich wieder

$y_a = \sqrt{g_a^2 + b_a^2}$ = primäre Admittanz,

$z_1 = \sqrt{r_1^2 + x_1^2}$ = primäre Impedanz

und

$z_2' = \sqrt{r_2'^2 + x_2'^2} = z_2 \frac{w_1^2}{w_2^2} = u^2 \cdot z_2$ = sekundäre Impedanz, auf das primäre System reduziert.

Digitized by Google

Die äußere sekundäre Belastung gibt man gewöhnlich durch den sekundären Phasenverschiebungswinkel φ_2 und die Sekundärstromstärke J_2 (oder $J_2' = \frac{w_2}{w_1} J_2 = \frac{1}{u} J_2$) an. Die Belastung ist durch diese beiden Größen bestimmt und man kann aus diesen den entsprechenden Widerstand r und die entsprechende Reaktanz x berechnen.

Die primäre Suszeptanz b_a haben wir Seite 12 gefunden; sie ist gleich

$$b_a = \frac{AW_{ei} + AW_l}{\sqrt{2} \cdot w_1 \cdot E_1} \text{ Mho},$$

wo E_1 die vom Hauptkraftfluß in der Primärwicklung induzierte EMK ist.

Die primäre Konduktanz g_a ist gleich

$$g_a = \frac{W_a}{E_1^2} \text{ Mho}.$$

8. Beziehung zwischen den Koeffizienten der Selbstinduktion. der Streuinduktion und der gegenseitigen Induktion.

Bei Leerlauf geht die Gleichung 18 über in

$$\sqrt{2}\, P_1 \sin wt = i_1 r_1 + \left(S_1 + M \frac{w_1}{w_2}\right) \frac{d i_1}{dt} = i_1 r_1 + L_1 \frac{d i_1}{dt}.$$

L_1 ist der Selbstinduktionskoeffizient der Primärwicklung. Zwischen den Koeffizienten der Selbstinduktion, Streuinduktion und gegenseitigen Induktion besteht somit die Beziehung:

$$L_1 = S_1 + M \frac{w_1}{w_2}$$

für die Primärwicklung und analog

$$L_2 = S_2 + M \frac{w_2}{w_1}$$

für die Sekundärwicklung.

Durch Multiplikation dieser zwei Gleichungen ergibt sich weiter

$$M^2 = (L_1 - S_1)(L_2 - S_2).$$

Von dem von der Primärwicklung erzeugten und mit ihr verketteten Kraftflusse ist ein Teil entsprechend $M \frac{w_1}{w_2}$ mit der Sekundärwicklung und ein Teil entsprechend S_1, nur mit der Primärwicklung verkettet.

Digitized by Google

In der Technik wird das Verhältnis

$$\frac{L_1}{M\frac{w_1}{w_2}} = \frac{L_1}{L_1 - S_1} = \sigma \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (20)$$

nach dem Vorschlag von J. Hopkinson, Streuungskoeffizient genannt. σ ist stets größer als 1 und stellt das Verhältnis zwischen dem totalen Kraftflusse und demjenigen Kraftflusse dar, der mit der Sekundärwicklung verkettet und somit als nutzbar zu betrachten ist.

9. Berechnung der Streureaktanz einer Zylinderwicklung.

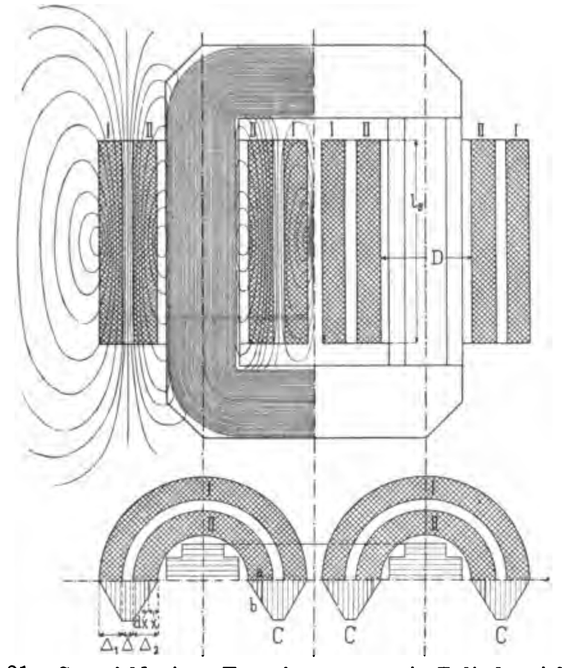


Fig. 21. Streufeld eines Transformators mit Zylinderwicklung.

Es ist

$$x_1 = \omega S_1 \text{ und } x_2' = \omega S_2',$$

wo

$$S_1 = \Sigma \frac{w_{1x}\left(w_{1x} - w_{2x}\frac{w_1}{w_2}\right)}{R_x}$$

$$= \Sigma \frac{w_{1x}(w_{1x} - w_{2x}')}{R_x}$$

Digitized by Google

und

$$S_2' = S_2 u^2 = \Sigma \frac{w'_{2x}(w'_{2x} - w_{1x})}{R_x}.$$

Nach dieser Definition der Streuinduktionskoeffizienten muß man, um sie zu berechnen, das ganze Kraftlinienbild des Transformators aufzeichnen und in Kraftröhren zerlegen, deren magnetischer Widerstand R_x ist. In Fig. 21 ist ein Einphasen-Kerntransformator mit Zylinderwicklung dargestellt; die Sekundärspule ist wie gewöhnlich innen am Eisen angebracht, während die Primärspule außen liegt. Das Kraftlinienbild ist in der Figur durch Kurven dargestellt.

Die Fig. 22 zeigt zwei Zylinderspulen, die zentrisch angeordnet sind. Der Zwischenraum zwischen den Spulen ist klein im Verhältnis zu ihrer Länge. Ferner nehmen wir an, daß die Amperewindungszahl pro cm Länge der beiden Spulen die gleiche ist und daß die Ströme der beiden Spulen magnetisch einander entgegenwirken, d. h. daß deren Phasendifferenz genau 180° sei. Im Zwischenraum zwischen den beiden Zylindern wird sich dann eine Feldstärke einstellen, die nur abhängig ist von der Amperewindungszahl pro cm Länge der äußeren Spule, und über die ganze Länge wird die Feldstärke fast konstant sein. Der magnetische Widerstand des ganzen Außenraumes, durch den der Kraftfluß von einem Ende des Zylinders zum anderen verläuft, ist nämlich verschwindend klein im Verhältnis zum magnetischen Widerstand des Zwischenraumes zwischen den beiden Spulen. Gemeinsam werden beide Spulen von keinem Kraftfluß umschlungen, weil auf solchen Kraftröhren keine MMK wirken würde.

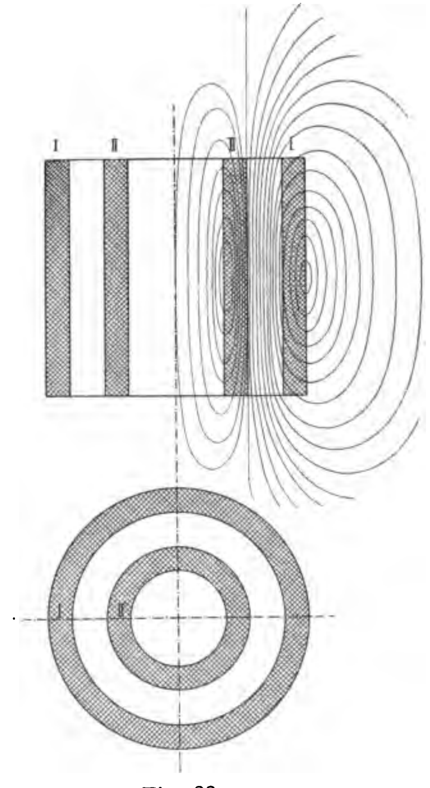


Fig. 22.

Der magnetische Widerstand des Innenraumes der inneren Spule ist nicht vernachlässigbar gegenüber dem Widerstande des Zwischen-

Digitized by Google

raumes der beiden Spulen und er ist sehr groß im Verhältnis zum magnetischen Widerstand des Außenraumes; deswegen wird der größte Teil des Kraftflusses, der durch den Zwischenraum verläuft, sich durch den Außenraum schließen, und sehr wenig durch den Innenraum. Hierdurch wird das Kraftlinienbild Fig. 22 verständlich.

Bringt man einen wenig gesättigten Eisenkern in die innere Spule, so wird der magnetische Widerstand des Innenraumes ebenfalls sehr klein und der Kraftfluß des Zwischenraumes wird sich in zwei Teile teilen, wovon der eine durch den Außenraum und der andere durch den Innenraum zurückkehrt; diese zwei Flüsse werden sich umgekehrt verhalten wie die Widerstände der zwei Räume, worin sie fließen, weil diese Räume magnetisch parallel geschaltet sind. Zieht man in Betracht, daß der Kraftfluß beim Eindringen in den Eisenkern durch Wirbelströme in den dickeren Endplatten der Kerne und Joche etwas abgedämpft wird, so wird man keinen großen Fehler begehen, wenn man annimmt, daß die beiden Flüsse gleich groß sind. Ist dies der Fall, so bekommen wir angenähert die in Fig. 21 durch die Kurven C dargestellte Feldverteilung über einen radialen Schnitt des Transformators. Da in diesem Fall die Streulinien entweder nur primäre oder nur sekundäre Windungen umschlingen, so wird in den Gleichungen für S_1 und S_2' $w'_{2x} = 0$ resp. $w_{1x} = 0$ und wir erhalten als Streuinduktionskoeffizienten

$$S_1 = \Sigma \frac{w_{1x}^2}{R_x}; \quad S_2' = \Sigma \frac{w'^2_{2x}}{R_x}.$$

Die Kraftröhre $\overline{ab}$ in Fig. 21 umschlingt, da wir auf einem Schenkel $\frac{w_2'}{2}$ Windungen haben, die Windungen

$$w'_{2x} = \frac{x}{\Delta_2} \frac{w_2'}{2} = \frac{x}{\Delta_2} \frac{w_1}{2}$$

und ihr magnetischer Widerstand ist

$$R_x = \frac{k_s \cdot l_s}{0{,}4\pi \cdot \pi(D + 2x)\,dx},$$

wo l_s gleich Länge der Spulen ist und wo k_s ein Faktor größer als 1 ist, durch welchen der magnetische Widerstand des Außen- und des Innenraumes, der Einfluß der Wirbelströme auf den Streufluß, der sich durch den Eisenkern schließt, und der Umstand berücksichtigt werden soll, daß der Kraftfluß der betrachteten Röhre in Wirklichkeit nicht konstant ist, sondern nach den Enden der Spulen hin abnimmt.

Digitized by Google

Also

$$S_2' = 2\int\limits_{x=0}^{x=\Delta_2}\left(\frac{x}{\Delta_2}\cdot\frac{w_1}{2}\right)^2\cdot\frac{0{,}4\,\pi}{k_s\cdot l_s}\pi(D+2\,x)\,dx$$

$$+\,2\int\limits_{x=\Delta_2}^{x=\Delta_2+\frac{\Delta}{2}}\left(\frac{w_1}{2}\right)^2\frac{0{,}4\,\pi}{k_s\cdot l_s}\pi(D+2\,x)\,dx$$

$$=2\left(\frac{w_1}{2\,\Delta_2}\right)^2\cdot\frac{1{,}25}{k_s\cdot l_s}\cdot\pi\left(D\frac{\Delta_2^{\,3}}{3}+\frac{\Delta_2^{\,4}}{2}\right)$$

$$+\,2\left(\frac{w_1}{2}\right)^2\cdot\frac{1{,}25}{k_s\cdot l_s}\cdot\pi\left[D\frac{\Delta}{2}+\left(\Delta_2+\frac{\Delta}{2}\right)^2-\Delta_2^{\,2}\right]$$

$$=2\left(\frac{w_1}{2}\right)^2\frac{1{,}25}{k_s\cdot l_s}\left[\pi\frac{\Delta_2}{3}(D+\tfrac{3}{2}\,\Delta_2)+\pi\frac{\Delta}{2}\left(D+\frac{\Delta}{2}+2\,\Delta_2\right)\right].$$

Da die ganze Rechnung nur eine angenäherte ist, so können wir auch schreiben

$$S_2' = \frac{w_1^{\,2}}{1{,}6\,k_s\cdot l_s}\left(\frac{\Delta_2}{3}+\frac{\Delta}{2}\right)\cdot U_2,$$ [1]

wo U_2 den äußeren Umfang der sekundären Spule bedeutet; ist diese zylindrisch, so wird

$$U_2 = \pi(D+2\,\Delta_2).$$

In ähnlicher Weise finden wir für die primäre Wicklung

$$S_1 = \frac{w_1^{\,2}}{1{,}6\,k_s\,l_s}\left(\frac{\Delta_1}{3}+\frac{\Delta}{2}\right)\cdot U_1.$$

U_1 ist gleich dem inneren Umfange der primären Spule und fast gleich U_2; ferner ist Δ_1 fast gleich Δ_2 und S_1 annähernd gleich S_2'. Führen wir deswegen die Mittelwerte

$$U_m = \frac{U_1+U_2}{2}$$

gleich dem Umfange in der Mitte zwischen den beiden Spulen, und

$$\Delta_m = \frac{\Delta_1+\Delta_2}{2},$$

ein, so wird in dem praktischen Maßsystem (Ampere, Volt)

$$S_1+S_2' = \frac{2\,w_1^{\,2}}{1{,}6\,k_s\cdot l_s\,10^8}\left(\frac{\Delta_m}{3}+\frac{\Delta}{2}\right)\cdot U_m$$

---

[1]) Siehe G. Kapp, Transformatoren (2. Auflage).

Digitized by Google

und in Ohm

$$x_1 + x_2' = 2\pi c (S_1 + S_2') = 4\pi c w_1^2 \frac{\frac{\Delta_m}{3} + \frac{\Delta}{2}}{1{,}6 k_s \cdot l_s} U_m 10^{-8}$$

$$x_1 + x_2' = 4\pi c w_1^2 \lambda_m \cdot U_m \cdot 10^{-8} \quad \ldots \ldots \quad (21)$$

$$\lambda_m = \frac{\frac{\Delta_m}{3} + \frac{\Delta}{2}}{1{,}6 k_s \cdot l_s} \quad \ldots \ldots \quad (22)$$

stellt die spezifische magnetische Leitfähigkeit des Streuflusses dar.

Die EMK des Streuflusses

$$E_x = J_1 (x_1 + x_2')$$

in Prozenten der primär induzierten EMK

$$E_1 = 4{,}44 c w_1 \Phi 10^{-8}$$

kann nun geschrieben werden

$$100 \frac{E_x}{E_1} = \frac{4\pi c w_1^2 J_1 \lambda_m U_m 10^{-8}}{4{,}44 c w_1 \Phi 10^{-8}} 100$$

oder

$$100 \frac{E_x}{E_1} = 2\sqrt{2} \lambda_m \cdot U_m \cdot \frac{J_1 w_1}{\Phi} 100. \quad \ldots \quad (23)$$

Aus diesen Formeln geht deutlich hervor, daß die Reaktanz eines Transformators mit Zylinderwicklungen um so kleiner ist, je kleiner die Windungszahlen, je größer die Spulenlängen, je dünner die Spulen sind und je näher die Spulen zusammenliegen. Die Formel wurde unter den Voraussetzungen abgeleitet, daß die Spulen gleich lang und auf zwei Kernen, d. h. über die Länge $2 l_s$ gleichmäßig verteilt sind. — Sind die beiden Spulen nicht gleich lang, so werden die Reaktanzen beider Spulen größer sein als nach den Formeln. — Die primären Spulen sind oft unterteilt, weil die Spannung zwischen den einzelnen Lagen der Wicklung sonst zu groß sein würde; dadurch wächst die Reaktanz der sekundären Wicklung nur ganz wenig. Die Längen, auf welchen die primären und sekundären Windungen untergebracht sind, sind gewöhnlich nur wenig voneinander verschieden. Sind ferner die Zwischenräume zwischen den einzelnen Spulen nicht zu groß, so kann für $2 l_s$ die Summe der Längen der sekundären und primären Spulen einschließlich der Zwischenräume, also die doppelte Höhe h einer Säule eingesetzt werden.

Digitized by Google

Damit die EMK des Streuflusses im Verhältnis zu der primären Klemmenspannung nicht zu groß wird, darf erstens die spezifische Leitfähigkeit λ_m nicht zu groß sein und zweitens soll das Verhältnis

$$\frac{\Phi}{J_1 w_1}$$

so groß wie möglich sein; für dieses Verhältnis gibt es aber eine gewisse Grenze, die mit Rücksicht auf eine günstige Dimensionierung nicht überschritten werden darf.

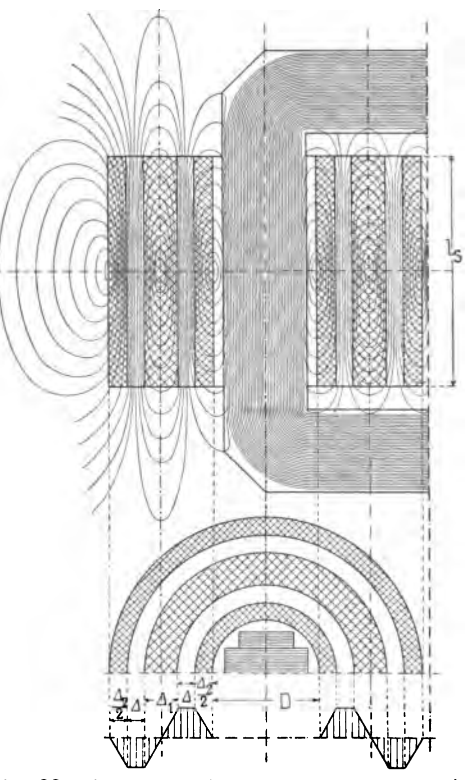


Fig. 23. Streufeld eines Transformators mit Zylinderwicklung und geteilter Sekundärspule.

Um λ_m weiter zu verkleinern, ohne die Kerne zu verlängern, kann z. B. die sekundäre Spule jeder Säule in zwei Teile zerlegt werden, von welchen der eine nahe am Eisen und der andere außen liegt. Man erhält dann ungefähr die in Fig. 23 gezeigte Feldverteilung, die einer Verdoppelung der Feldverteilung in Fig. 21 äquivalent ist. Denkt man sich deswegen die Primärwicklung in zwei Hälften geteilt, so wird jeder dieser Teile mit einer der sekundären Spulen dasselbe Feld erzeugen, welches wir bei einer ungeteilten Wicklung erhalten würden. Da dies Feld nur von der Hälfte der Windungen einer Säule erzeugt wird und nur mit der Hälfte der Windungen verkettet ist, so wird in diesem Falle

$$\lambda_m = 2 \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^2 \cdot \frac{\frac{\Delta_m}{3} + \frac{\Delta}{2}}{1{,}6\, k_s l_s} = \frac{\frac{\Delta_m}{3} + \frac{\Delta}{2}}{3{,}2\, k_s l_s}, \quad . \quad . \quad (24)$$

wenn den Größen Δ_1, Δ_2 und Δ die in der Figur eingeschriebenen Werte zukommen.

Digitized by Google

10. Berechnung der Streureaktanz einer Scheibenwicklung.

Ist die Wicklung eine Scheibenwicklung, so können x_1 und x_2' wie oben ausgedrückt werden und wir haben nur λ_m zu bestimmen. Bei einer Scheibenwicklung sind beide Wicklungen vielfach unterteilt und die primären Spulen oder Scheiben sind zwischen den sekundären angeordnet, wie Fig. 24 zeigt. In dieser Figur sind Feldverteilung und Kraftlinienbild dargestellt, und zwar für den Fall, daß die primäre Wicklung in q gleich große scheibenförmige Spulen pro Säule geteilt wird. Die sekundäre Wicklung besteht aus $q-1$ gleich großen Scheiben, die zwischen den primären liegen, und zwei halb so großen Endscheiben. Das Bild der Feldverteilung wird durch Zusammenstellung von $2q$ gleichen Feldkurven, wie in Fig. 23 erhalten. Es ergibt sich also hier

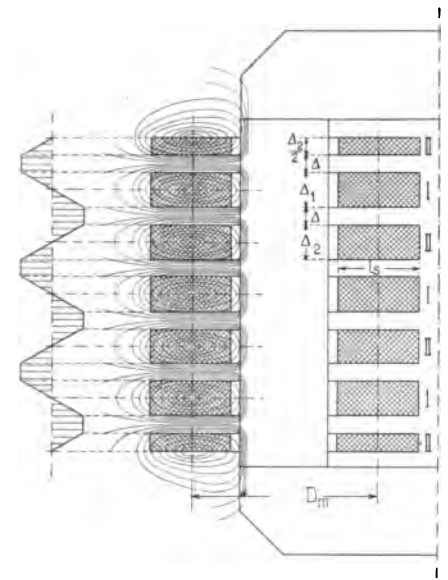


Fig. 24. Streufeld eines Transformators mit Scheibenwicklung und geteilten Endspulen.

$$\lambda_m = \left(\frac{1}{2q}\right)^2 \cdot 2q \cdot \frac{\frac{1}{3}\Delta_m + \frac{1}{2}\Delta}{1{,}6 k_s l_s} = \frac{\frac{1}{3}\Delta_m + \frac{1}{2}\Delta}{3{,}2 q \cdot k_s \cdot l_s} \quad . \quad . \quad (25)$$

Δ_1, Δ_2, Δ und l_s entsprechen den in der Fig. 24 eingeschriebenen Werten.

Diese Anordnung der Spulen ist die günstigste in Bezug auf einen kleinen Streufluß, weil sie vollständig symmetrisch ist und die Bildung von großen Streufeldern um die Endscheiben vermeidet.

Etwas komplizierter liegen die Verhältnisse, wenn die $q+1$ sekundären Scheiben alle gleich groß sind; denn in diesem Falle bilden sich große Streufelder um die Endscheiben, ungefähr so, wie in Fig. 25 für einen Manteltransformator dargestellt.

Für die Zwischenscheiben und die Hälfte der Endscheiben ergibt sich die gleiche Feldverteilung wie in Fig. 24. Über dieses Feld, welches durch die punktierte Kurve $a-a$ (Fig. 25) dargestellt ist, superponieren sich die Felder, die von den zwei äußersten

Digitized by Google

Hälften der Endscheiben erzeugt werden. Es ergibt sich dann die voll ausgezogene Kurve b—b. Diese Felder der Endscheiben erhöhen die sekundäre Reaktanz und verkleinern die primäre, so daß man für Transformatoren mit zwei bewickelten Kernen angenähert setzen kann

$$\lambda_m \simeq \frac{\frac{1}{3}\Delta_m + \frac{1}{2}\Delta}{3{,}2\,k_s l_s} \cdot \frac{q+2}{(q+1)^2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (26)$$

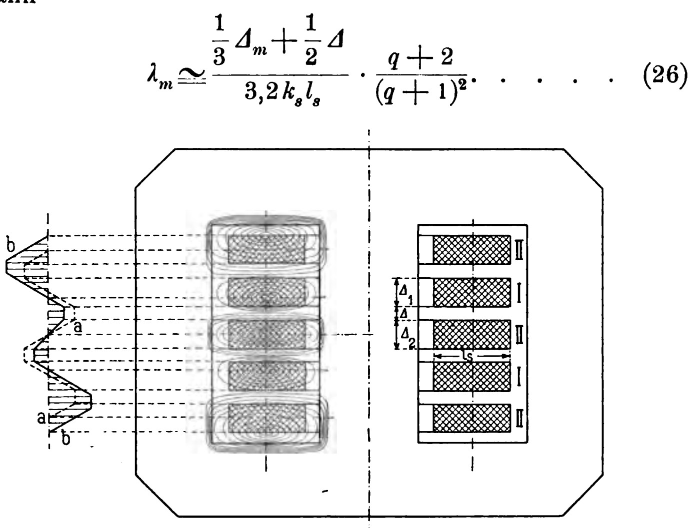


Fig. 25. Streufeld eines Transformators mit Scheibenwicklung und ganzen Endspulen.

Hat man dagegen q primäre und q sekundäre Scheiben auf jeder Säule, so wird man finden, daß man angenähert setzen kann

$$\lambda_m \simeq \frac{\frac{1}{3}\Delta_m + \frac{1}{2}\Delta}{3{,}2\,k_s l_s} \cdot \frac{q+2}{q^2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (27)$$

Sind die einzelnen Scheiben der Sekundärwicklung parallel geschaltet, was oft der Fall ist, wenn der sekundäre Strom sehr groß ist, so ist es ratsam, eine symmetrische Anordnung der Spulen, wie in Fig. 24, zu benutzen. Im anderen Falle können kleine Unsymmetrien auftreten, die ungleiche Stromverteilungen in den einzelnen sekundären Spulen bewirken.

Manteltransformatoren. Die abgeleiteten Formeln beziehen sich alle auf Kerntransformatoren mit zwei bewickelten Säulen. Ist nur eine Säule bewickelt, wie bei den Manteltransformatoren oder bei kleinen Kerntransformatoren, so ist in allen Formeln l_s statt $2 \cdot l_s$ zu setzen, unabhängig davon, ob die Wicklung eine Zylinderwicklung (Fig. 21) oder eine Scheibenwicklung (Fig. 24) ist.

Digitized by Google

Die gesamte EMK E_x des Streuflusses übersteigt in guten Transformatoren gewöhnlich nicht 3 bis 4 % der primären Klemmenspannung, und es ist stets möglich, durch entsprechende Unterteilung der Wicklungen unter diesem Wert zu bleiben.

Der Faktor k_s. Zuletzt ist noch der Faktor k_s zu bestimmen, über dessen Größe nur der Versuch Aufschluß geben kann. Aus den Versuchen von G. Kapp und Möllinger, ETZ. 1898, S. 244, ergibt sich ein Wert von k_s, der zwischen 1,2 und 2,1 liegt. G. Kapp, der zuerst eine Berechnung des Streuflusses veröffentlicht hat, gibt in seinem Buche „Transformatoren" an, daß man als guten Mittelwert

$$k_s = 1{,}8$$

setzen kann.

Dieser Wert ist durch Versuche mit kurzgeschlossenen Transformatoren ermittelt worden. Bei Kurzschluß ist aber die Permeabilität des Eisens stets kleiner als bei Belastung, und die Erfahrung hat auch gezeigt, daß man bei Belastung etwas größere Werte für E_x erhält als bei Kurzschluß; das kann aber auch davon herrühren; daß in diesen beiden Fällen die Verteilung des Streuflusses im Raume ein wenig verschieden ist.

11. Der primäre und sekundäre Widerstand.

Die effektiven Widerstände r_1 und r_2' sind etwas größer als die Ohmschen Widerstände, die durch Messung mit Gleichstrom ermittelt werden.

Diese Erhöhung rührt her von dem ungleichen magnetischen Felde, dem Streufelde, worin die Kupferleiter sich befinden. Dieses ungleiche Feld erzeugt in den Leitern Wirbelströme, die sich mit dem Hauptstrom superponieren, wodurch man eine ungleiche Stromdichte in den einzelnen Teilen des Leiters erhält. Die Stromdichte wird an den Stellen des Leiters am größten, wo das Feld am stärksten ist; in der Mitte des Leiters hat man die mittlere Stromdichte. Diese Wirkung ist äquivalent einer Erhöhung des Ohmschen Widerstandes.

Um diese Erhöhung möglichst klein zu halten, sollen bei Benutzung von Leitern aus Façon- oder Flachkupfer diese so angeordnet werden, daß die lange Seite des Querschnittes in die Richtung des Streuflusses fällt, wie Fig. 61 zeigt.

Ferner dürfen Windungen, die in verschiedenen Streufeldern liegen, nicht parallel geschaltet werden, weil dann eine beträchtliche Widerstandserhöhung erhalten werden kann. Es sollen also bei Zylinderwicklungen die Dimensionen der Kupferleiter in der

Digitized by Google

radialen Richtung des Eisenkernes möglichst klein sein, und bei dieser Wicklungsart ist es nicht zu empfehlen, die inneren und äußeren Lagen derselben Spule ohne entsprechende Vertauschung (siehe Fig. 161) parallel zu schalten.

Bei Scheibenwicklungen ist es günstig, die Dimensionen der Leiter in der Längsrichtung des Kernes möglichst klein zu machen.

Durch Multiplikation des Ohmschen Widerstandes mit einem Faktor, der im allgemeinen gleich 1,05 bis 1,25 gesetzt werden kann, erhält man den effektiven Widerstand. Eine richtige Vorausberechnung dieses Faktors ist unmöglich; denn er hängt nicht allein von den Dimensionen des Transformators, sondern auch von seiner Ausführung, von der Isolation der Eisenbleche u. s. w. ab.

Digitized by Google

Viertes Kapitel.

Diagramme des Einphasentransformators.

12. Bezeichnungen. — 13. Spannungsdiagramme eines Transformators: a) Leerlauf, b) Induktionsfreie Belastung, c) Induktive Belastung, d) Konstanter Sekundärstrom und variabler Phasenverschiebungswinkel φ_2. — 14. Das Kurzschlußdiagramm eines Transformators. — 15. Ableitung der Hauptgleichungen eines Transformators aus dem Leerlauf- und Kurzschlußzustand. — 16. Prozentualer Spannungsabfall. — 17. Prozentualer Stromverlust. — 18. Änderung der Phasenverschiebung in einem Transformator. — 19. Beispiele für die Anwendung von Leerlauf- und Kurzschlußdiagrammen. — 20. Einphasentransformator zur Speisung von Dreileiternetzen.

12. Bezeichnungen.

Es bezeichne im folgenden:

$p_1 = \sqrt{2}\, P_1 \sin \omega t$ die Spannung an den Primärklemmen,

$e_1 = -\sqrt{2}\, E_1 \sin(\omega t - \Theta_1)$ die EMK, welche vom Hauptkraftfluß in der Primärwicklung induziert wird,

$e_2 = -\sqrt{2}\, E_2 \sin(\omega t - \Theta_2)$ die EMK, welche vom Hauptkraftfluß in der Sekundärwicklung induziert wird,

$p_2 = -\sqrt{2}\, P_2 \sin(\omega t - \Theta_1 - \Theta_2)$ die Spannung an den Sekundärklemmen,

$i_1 = \sqrt{2}\, J_1 \sin(\omega t - \varphi_1)$ den totalen Primärstrom,

$i_a = \sqrt{2}\, J_a \sin(\omega t - \psi_a)$ den Magnetisierungsstrom im Stromkreise AB (Fig. 20) fließend,

$i_2 = \sqrt{2}\, J_2 \sin(\omega t - \varphi_2)$ den sekundären Strom,

Θ_1 den Phasenverschiebungswinkel zwischen Klemmenspannung und EMK primär,

Θ_2 den Phasenverschiebungswinkel zwischen Klemmenspannung und KMK sekundär,

Digitized by Google

$\pi - \Theta_a$ den Phasenverschiebungswinkel zwischen dem primären und dem sekundären Strome,

φ_1 und φ_2 die Phasenverschiebungswinkel zwischen Klemmenspannung und Strom primär bezw. sekundär,

ψ_1 und ψ_2 die Phasenverschiebungswinkel zwischen der EMK und dem Strome primär bezw. sekundär,

$W_1 = P_1 J_1 \cos \varphi_1$ die an den Primärklemmen zugeführte Leistung,

$W_2 = P_2 J_2 \cos \varphi_2$ die an den Sekundärklemmen abgegebene Leistung,

b_a die primäre Suszeptanz,

g_a die primäre Konduktanz,

r_1 der primäre Widerstand,

r_2 der sekundäre Widerstand,

x_1 die primäre Reaktanz,

x_2 die sekundäre Reaktanz,

$y_a = \sqrt{g_a^2 + b_a^2}$ die primäre Admittanz,

$z_1 = \sqrt{r_1^2 + x_1^2}$ die primäre Impedanz,

$z_2 = \sqrt{r_2^2 + x_2^2}$ die sekundäre Impedanz.

Wie oben erläutert, denken wir uns das Übersetzungsverhältnis des Transformators stets auf die Einheit reduziert; die Windungszahlen primär und sekundär sind also bei der reduzierten Wicklung einander gleich. Wir können das erreichen, ohne sonst am Transformator etwas zu ändern, indem wir einfach die Niederspannungswindungen entsprechend in Serie geschaltet oder in mehrere Windungen gespalten denken. Haben wir z. B. $w_1 = 1000$ und $w_2 = 100$ und es bestehe jede Niederspannungswindung aus 10 parallelen Drähten, so schalten wir einfach alle Drähte in Serie und es wird $w_2' = 1000$ oder allgemeiner

$$w_2' = u w_2 = w_1.$$

Im folgenden werden wir alle sekundären Größen, die auf die Primärwicklung reduziert sind, mit einem Strich bezeichnen. Es wird somit

$$P_2' = u P_2 \quad \text{und} \quad E_2' = u E_2.$$

$$J_2' = \frac{J_2}{u},$$

$$r_2' = u^2 r_2, \quad x_2' = u^2 x_2 \quad \text{und} \quad z_2' = u^2 z_2.$$

Für die graphische Darstellung erreicht man durch diese Reduktion den Vorteil, daß die primären und sekundären Größen im Diagramme

Digitized by Google

im gleichen Maßstab erscheinen. Im folgenden kommen ferner die Größen vor

P_{1k} = Kurzschlußspannung,
J_{1k} = Kurzschlußstrom,
$r_k \cong r_1 + r_2'$ = Kurzschlußwiderstand,
$x_k \cong x_1 + x_2'$ = Kurzschlußreaktanz
und $\Theta_k = \Theta_1 + \Theta_2$,
P_{1o} = Leerlaufspannung,
$J_o \cong J_a$ = Leerlaufstrom,
$b_o \cong b_a$ = Leerlaufsuszeptanz,
$g_o \cong g_a$ = Leerlaufkonduktanz
und $\varphi_o = \operatorname{arctg} \frac{b_o}{g_o}$ = Phasenverschiebungswinkel bei Leerlauf.

In den folgenden Diagrammen nehmen wir zuerst den Hauptkraftfluß als konstant an; denn für diesen Zustand sind die physikalischen Vorgänge im Transformator am einfachsten zu erklären und graphisch darzustellen. Nachher gehen wir dazu über, den Spannungsabfall, den Stromverlust und die Änderung der Phasenverschiebung im Transformator zu ermitteln.

13. Spannungsdiagramme eines Transformators.

Diese Diagramme, welche die ältesten sind und schon am Anfang der neunziger Jahre von Kapp und Steinmetz angegeben wurden, lassen sich aus den früher S. 19 aufgestellten Grundgleichungen, welche für den äquivalenten Stromkreis gelten, herleiten.

a) Leerlauf. Der Momentanwert der vom Hauptkraftflusse in einer Wicklung induzierten EMK ist

$$e_1 = -w \frac{d\Phi}{dt},$$

und da der Maximalwert des Kraftflusses Φ, der mit der Zeit sinusförmig variiert konstant bleibt, wird auch der Effektivwert E_1 der induzierten EMK, den wir mit $-E_1$ bezeichnen, konstant sein.

In Fig. 26 nehmen wir an, daß der Vektor des Hauptkraftflusses Φ in die negative Richtung der Abszissenachse fällt, und daß sich die Figur im Sinne des Uhrzeigers dreht.

Wir wissen, daß der Kraftfluß der magneto-motorischen Kraft um den magnetischen Verzögerungswinkel $\left(\frac{\pi}{2} - \psi_a\right)$ nacheilt, und

Digitized by Google

daß der Effektivwert J_a des Magnetisierungsstromes eine Wattkomponente und eine wattlose Komponente besitzt. Wir tragen daher die wattlose Komponente

$$E_1 b_a = \frac{AW_k}{\sqrt{2}\, w_1} = OA_1$$

in der negativen Richtung der Abszissenachse und die Wattkomponente $E_1 g_a = \frac{W_e}{E_1} = A_1 A$ in der positiven Richtung der Ordinatenachse ab und erhalten den Magnetisierungsstrom $OA = J_a$ und $\sphericalangle A_1 OA = \sphericalangle \left(\frac{\pi}{2} - \psi_a\right)$.

Die vom Kraftflusse Φ in der primären Wicklung induzierte effektive EMK $-E_1$ ist um $\frac{\pi}{2}$ gegen Φ verzögert, es sei $OG = -E_1$.

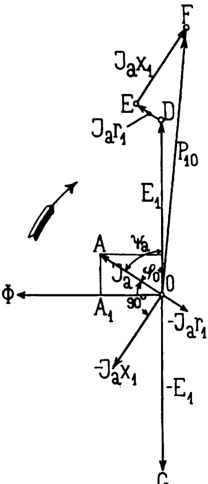


Fig. 26. Spannungsdiagramm eines Transformators.

Nehmen wir zunächst an, die Sekundärwicklung sei offen, der Transformator also unbelastet oder leerlaufend, so muß, damit der Magnetisierungsstrom J_a bestehen kann, die primäre Klemmenspannung P_1 drei EMKe überwinden, und zwar erstens die vom Hauptkraftfluß Φ induzierte EMK $-E_1 = \overline{OG}$, zweitens die vom primären Streufluß induzierte Reaktanzspannung $-J_a x_1$, welche um $\frac{\pi}{2}$ gegen J_a verzögert ist, und drittens die Verlustspannung $-J_a r_1$, welche mit J_a gleiche Phase hat, aber entgegengesetzt gerichtet ist. Setzen wir drei Komponenten $\overline{OD}$, $\overline{DE}$ und $\overline{EF}$, welche den vorhergehenden gleich aber entgegen gerichtet sind, zusammen, so ergibt deren Resultante die gesuchte Klemmenspannung P_{10} nach Größe und Phase, und die primäre Phasenverschiebung φ_0.

In der Sekundärwicklung des Transformators wird eine EMK E_2 oder auf die Primärwicklung reduziert $E_2' = E_1$ induziert. Die EMK E_2' tragen wir vorläufig wie $-E_1$ 90° hinter dem Kraftflusse Φ verspätet auf, weil die von einem Kraftflusse induzierte EMK demselben um 90° nacheilt. Da aber eine EMK nicht allein zeitlich, sondern auch räumlich eine Richtung hat, so werden wir späterhin der Einfachheit halber E_2' mit E_1 zusammenfallen lassen.

Um die Bedeutung der räumlichen Richtung der EMKe zu erkennen, betrachten wir am besten die folgende Fig. 27. In dieser stellt G einen Generator, w_p die Primärwicklung und w_s die

Digitized by Google

Sekundärwicklung eines Transformators mit dem Übersetzungsverhältnis 1 dar. Die eine Leitung legen wir sowohl primär wie sekundär zur Erde und der Erde geben wir das Potential Null. In dem Potentialdiagramm (Fig. 28) lassen wir, wie üblich, das Potential Null der Erde mit dem Ursprung O zusammenfallen. Das Potential P_1 der zweiten Klemme A des Generators wird dann durch den Punkt A dargestellt. Durch die Primärwicklung w_p des Transformators fließt ein Strom, und zwar von B nach O gegen die induzierte EMK E_1. Den Vektor der induzierten EMK E_1 können wir somit räumlich nur durch einen Vektor $\overline{OB}$ darstellen, der fast mit $\overline{OA}$ zusammenfällt. Denn öffnen wir den Schalter bei B und halten durch einen Magnetisierungsstrom in der Sekundärwicklung den Kraftfluß Φ in seiner ursprünglichen Zeitfolge aufrecht, so wird er in der Primärwicklung eine so große EMK induzieren, daß die Klemme B das Potential des Punktes B bekommt. Legen wir den Schalter bei B wieder ein, so wird die Potentialdifferenz AB (Fig. 28) einen Strom durch den Transformator zur Folge haben. Da die eine Klemme der Sekundärwicklung auch mit der Erde verbunden ist, so wird die zweite Klemme C entweder das Potential C, welches mit B zusammenfällt, oder das entgegengesetzte C' bekommen. Ist die Sekundärwicklung in gleicher Weise ausgeführt und geschaltet wie die Primärwicklung, so erhält die Klemme C das Potential B. Im anderen Falle, wenn die Sekundärwicklung anders gewickelt oder geschaltet ist, das Potential C'. Wir sehen somit, daß im Potentialdiagramm die Klemme C je nach der Schaltung und Wicklung des Transformators zwei verschiedene Potentiale bekommen kann. Wir wollen aber der Einfachheit halber in allen folgenden Potentialdiagrammen der Klemme C das Potential B beilegen. Der Magnetisierungsstrom, der im Diagramme nur zeitlich dargestellt werden kann, wird dann durch den Vektor OJ_a ausgedrückt.

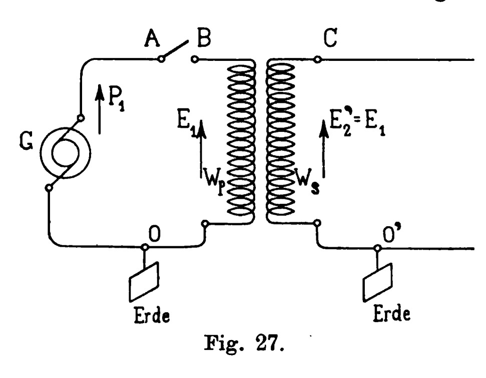


Fig. 27.

Fig. 28. Potentialdiagramm eines Transformators.

Wie hieraus ersichtlich, erhalten wir zwei Arten von Spannungs-

diagrammen, die eine, in welcher alle Vektoren zeitlich richtig eingezeichnet sind, und die andere, in welcher jeder Punkt des Linienzuges dem Potential eines Punktes der Transformatorwicklungen entspricht. Die ersten Diagramme sind Zeitdiagramme und die letzteren haben als Potentialdiagramme mehr Bezug auf den Raum. Die Zeitdiagramme werden wir überall dort anwenden, wo es sich um die Erläuterung der zeitlichen Reihenfolge der einzelnen Vektoren handelt. Späterhin werden wir ausschließlich die Potentialdiagramme benutzen, weil aus diesen deutlich hervorgeht, ob die Primärwicklung des Transformators Strom aufnimmt oder abgibt und wie der Transformator zu schalten ist. Wünscht man z. B. die beiden Transformatoren T_1 und T_2 (Fig. 29) an der Sekundärseite parallel zu schalten, so verbindet man zuerst zwei Klemmen A und C und schaltet nun, bevor wir B und D verbinden, zwischen ihnen ein Voltmeter V ein, um zu sehen, ob diese beiden Klemmen dasselbe oder das entgegengesetzte Potential haben. Zeigt das Voltmeter die doppelte Sekundärspannung, so ist das letztere der Fall und die Klemmen müssen umgetauscht, d. h. B mit C verbunden werden.

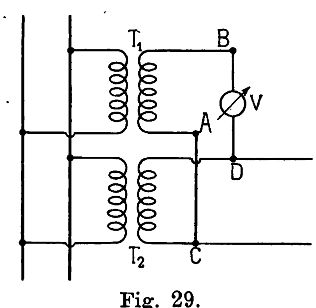


Fig. 29.

b) Induktionsfreie Belastung. Wir nehmen an, daß der Transformator induktionsfrei, z. B. mittels Glühlampen belastet ist, und daß Reaktanz und Widerstand der Wicklungen des Transformators bekannt sind. In der Sekundärwicklung des Transformators wird eine EMK E_2 oder auf die Primärwicklung reduziert $E_2' = \overline{OG}$ (Fig. 30) induziert. Da die Spannungskomponenten, die in Phase mit dem Strom und in Quadratur zum Strome sind, aufeinander senkrecht stehen, so schlagen wir über $\overline{OG}$ einen Halbkreis und machen die Sehne $\overline{GH}$ gleich der Reaktanzspannung $-J_2'x_2'$, welche um 90^0 gegen J_2' verzögert ist. Es gibt uns dann $\overline{OH}$ die Richtung des Stromvektors J_2' an. Der Ohmsche Spannungsverlust $\overline{HK} = -J_2'r_2'$ ist in Phase mit J_2', aber entgegengesetzt gerichtet.

Die sekundäre Klemmenspannung P_2' ist die Resultante der induzierten EMK $\overline{OG}$, der Reaktanzspannung $\overline{GH}$ und des Ohmschen Spannungsverlustes $\overline{HK}$ also gleich OK. Sie ist, da wir induktionsfreie Belastung vorausgesetzt haben, mit J_2' in Phase und eilt der EMK E_2' um den Winkel $\psi_2 = \Theta_2$ nach.

Ist $J_2' = \overline{OB}$ der sekundäre Strom, so läßt sich jetzt J_1 sofort bestimmen, denn der Magnetisierungsstrom J_a muß nach dem äqui-



Digitized by Google

valenten Stromkreise (Fig. 20) die Resultante von J_2' und J_1 sein. Wir zeichnen das Parallelogramm $BOCA$ und finden in OC die primäre Stromstärke nach Größe und Phase.

Betrachten wir die physikalischen Vorgänge anstatt im Schema Fig. 30 im Transformator selbst, so kommt die MMK, die den Kraftfluß Φ erzeugt, als Resultierende der primären und sekundären Amperewindungen zustande; wir müßten also die Amperewindungen geometrisch zusammensetzen. Weil aber in Fig. 30 die sekundären Windungen auf das primäre System reduziert sind, kann man die primären und sekundären Amperewindungen durch J_1 bezw. durch J_2' und die resultierende MMK durch J_a messen. Das Stromdreieck OAC stellt deshalb auch ein Amperewindungsdreieck mit gleichen Windungszahlen dar.

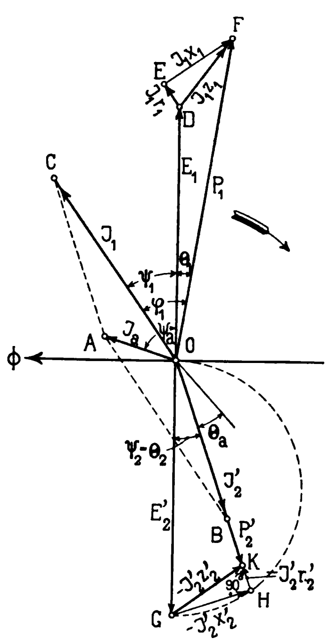


Fig. 30. Spannungsdiagramm für induktionsfreie Belastung.

Die primäre Klemmenspannung P_1 muß nun so bestimmt werden, daß die gefundenen EMKe und Stromstärken wirklich bestehen können. Sie setzt sich geometrisch aus drei EMKen zusammen, und zwar erstens der EMK $\overline{OD} = E_1 = -\overline{OG}$, welche die induzierte $-E_1$ überwindet, zweitens der EMK $\overline{DE} = J_1 r_1$, welche die primäre Widerstandsspannung $-J_1 r_1$ überwindet und in Phase mit dem Strome J_1 ist, und drittens die EMK $\overline{EF} = J_1 x_1$, welche die primäre Reaktanzspannung deckt. $J_1 x_1$ eilt dem Strom J_1 um 90^0 vor.

Wir erhalten somit die primäre Klemmenspannung $P_1 = \overline{OF}$ und den Phasenverspätungswinkel von J_1 gegen P_1 gleich $\varphi_1 = \psi_1 + \Theta_1 = \Theta_1 + \Theta_2 + \Theta_a$.

Um die Figur deutlich zu machen, ist der Magnetisierungsstrom J_a, der in Wirklichkeit höchstens 5% von J_1 beträgt, viel zu groß angenommen. Der Winkel Θ_a, den die Stromrichtungen J_1 und J_2' bilden, wird daher in Wirklichkeit nahezu Null sein.

Nachdem wir in dem Spannungsdiagramm Fig. 30 die zeitlichen Lagen der Vektoren eines induktionsfrei belasteten Transformators festgelegt haben, wollen wir das Potentialdiagramm aufzeichnen. Da G mit D zusammenfällt, so dreht sich der ganze

Digitized by Google

untere Teil der Fig. 30 um 180^0 nach oben und es entsteht Fig. 31. Wie aus dieser ersichtlich, sinkt die Spannung von $P_1 = \overline{OF}$ an den Primärklemmen auf $P_2' = \overline{OK}$ an den Sekundärklemmen. Der Primärstrom ist um den Winkel $\varphi_1 = \Theta_1 + \Theta_2 + \Theta_a$ in Phase gegen die Primärspannung verspätet. Indem der Magnetisierungsstrom J_a nur einen kleinen Bruchteil des Belastungsstromes ausmacht, so begehen wir nur einen kleinen Fehler, wenn wir ihn vernachlässigen. Es wird dann $J_1 = J_2'$ und $\Theta_a = 0$. Für diesen einfachen Fall erhalten wir das Potentialdiagramm Fig. 32, in welchem wir den Sekundärstrom und somit auch die Sekundärspannung mit

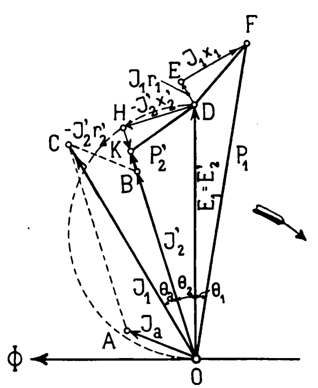


Fig. 31. Potentialdiagramm für induktionsfreie Belastung.

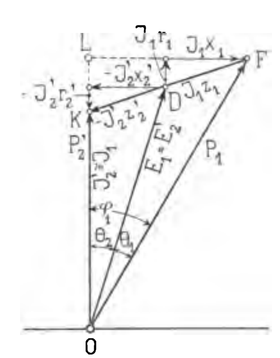


Fig. 32. Vereinfachtes Potentialdiagramm für induktionsfreie Belastung.

der Ordinatenachse zusammenfallen lassen. In Phase mit dem Sekundärstrom ergibt sich die totale Widerstandsspannung

$$\overline{KL} = J_2' r_2' + J_1 r_1 = J_1 (r_1 + r_2') = J_1 r_k$$

und in Quadratur zu ihr die totale Reaktanzspannung des Transformators

$$\overline{LF} = J_2' x_2' + J_1 x_1 = J_1 (x_1 + x_2') = J_1 x_k.$$

Die Primärspannung ergibt sich aus der Sekundärspannung P_2' zu

$$P_1 = \sqrt{(P_2' + J_1 r_k)^2 + (J_1 x_k)^2}$$

und durch Entwicklung der Wurzel in eine unendliche Reihe und Vernachlässigung des Gliedes höherer Ordnung wird

$$P_1 \simeq P_2' + J_1 r_k + \frac{(J_1 x_k)^2}{2\,(P_2' + J_1 r_k)} = P_2' + J_1 r_k + \frac{(J_1 x_k)^2}{2 P_1}.$$

Der Phasenverschiebungswinkel $\varphi_1 = (\Theta_1 + \Theta_2) = \Theta_k$ zwischen den beiden Spannungen ergibt sich auch aus der Fig. 32 zu

$$\sin \varphi_1 = \sin \Theta_k = \frac{\overline{LF}}{P_1} = \frac{J_1 x_k}{P_1}$$

Digitized by Google

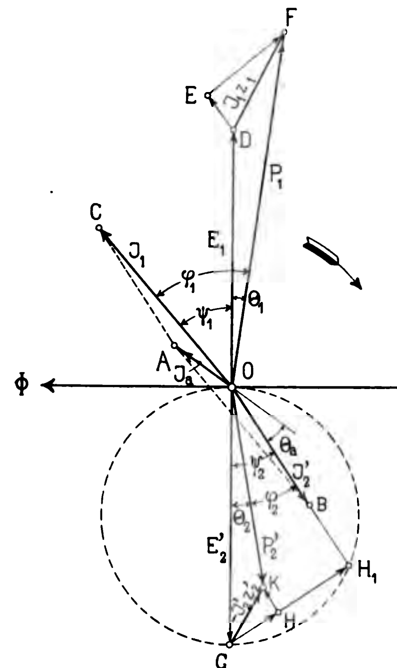


Fig. 33. Spannungsdiagramm für induktive Belastung.

oder in Graden

$$\varphi_1 = \Theta_k \cong 57{,}3 \frac{J_1 x_k}{P_1}.$$

c) Induktive Belastung. Haben wir induktive Belastung und ist die Reaktanz des äußeren sekundären Stromkreises gleich

$$x = x_s - x_c = 2\pi c L - \frac{1}{2\pi c C},$$

wo L den Selbstinduktionskoeffizienten und C die Kapazität des äußeren Stromkreises bezeichnet, so ist das Diagramm wie früher zu entwerfen. Als Sehne in dem über $\overline{OG} = E_2'$ beschriebenen Halbkreis tragen wir jetzt die gesamte Reaktanzspannung

$$\overline{GH_1} = J_2'(x_2' + x)$$

an und finden so die Richtung des Vektors J_2'.

Die sekundäre Klemmenspannung $P_2' = \overline{OK}$ (Fig. 33) ergibt sich, indem wir wie früher auf der Strecke $\overline{GH_1}$ $\overline{GH} = J_2' x_2'$ und

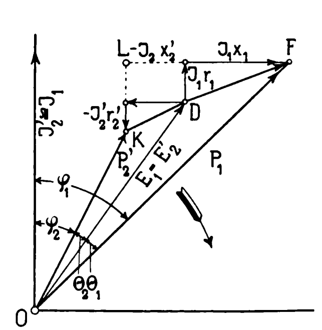


Fig. 34. Vereinfachtes Potentialdiagramm für induktive Belastung, $x_s > x_c$.

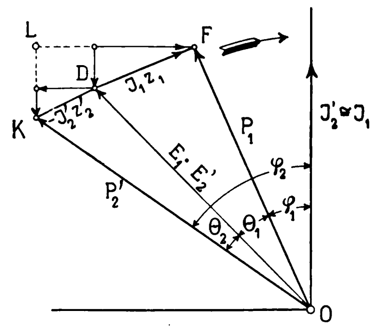


Fig. 35. Vereinfachtes Potentialdiagramm für induktive Belastung, $x_c > x_s$.

senkrecht dazu, d. h. parallel zu J_2' $\overline{HK} = J_2' r_2'$ auftragen. Damit ist auch die sekundäre Phasenverschiebung φ_2 zwischen P_2' und J_2' bestimmt.

Digitized by Google

Das vereinfachte Potentialdiagramm, das für $J_a = 0$ und $\Theta_a = 0$ erhalten wird, ist in Fig. 34 dargestellt. Hier fällt der Stromvektor J_2' mit der Ordinatenachse zusammen.

Ist die Kapazitätsreaktanz x_c größer als die induktive Reaktanz x_s, so wird x negativ, und wenn in diesem Fall der absolute Wert von x größer ist als x_2', so wird die Gesamtreaktanz $(x_2' + x)$ negativ und der Strom J_2' eilt E_2' voraus. Das entsprechende vereinfachte Diagramm ist in Fig. 35 dargestellt und ist ohne weiteres verständlich.

d) Konstanter Sekundärstrom und variabler Phasenverschiebungswinkel φ_2. Wir können jetzt noch fragen, was eintritt, wenn wir außer dem Kraftfluß Φ noch J_2' konstant halten und φ_2 variieren lassen. In Fig. 36 ist das entsprechende Diagramm aufgezeichnet.

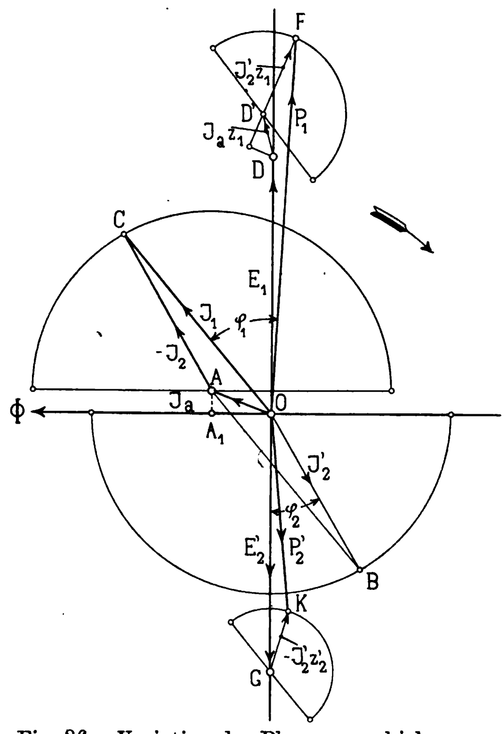


Fig. 36. Variation der Phasenverschiebung φ_2 bei konstantem Sekundärstrom.

Der Punkt B wird um O als Mittelpunkt einen Kreis mit dem Radius J_2' beschreiben und ebenso C einen Kreis mit demselben Radius um A als Mittelpunkt. Da Φ konstant gehalten wird, bleibt auch die induzierte EMK $\overline{OG} = \overline{OD} = E_1$ konstant und der Punkt K wird sich auf einen Kreis um G mit dem Radius $J_2' z_2'$ bewegen.

Den primären Spannungsabfall $J_1 z_1$ zerlegt man am besten in zwei Komponenten, nämlich in die konstante Komponente $J_a z_1$ und in die in der Phase veränderliche Komponente $J_2' z_1$. $J_a z_1$ ist in der Figur nach Größe und Richtung gleich $\overline{DD'}$ und $J_2' z_1$ gleich $\overline{D'F}$, woraus folgt, daß sich F auf einem Kreise um D' als Mittelpunkt mit dem Radius $J_2' z_1$ bewegt.

Digitized by Google

14. Das Kurzschlußdiagramm eines Transformators.

Beim Kurzschluß eines Transformators wird die sekundäre Wicklung direkt oder durch ein Amperemeter von kleinem Widerstand kurz geschlossen; die sekundäre Klemmenspannung P_2 ist dann gleich Null. Die primäre Klemmenspannung P_{1k} wird so eingestellt, daß das Amperemeter den normalen Vollbelastungsstrom anzeigt.

Sind die Reaktanzen x_1 und x_2' und die Widerstände r_1, r_2' der Wicklungen bekannt, so läßt sich die primäre Kurzschlußspannung leicht bestimmen. Wenn wir uns die sekundäre Wicklung wieder auf primär reduziert denken, ergibt sich das Diagramm Fig. 37 und das vereinfachte Potentialdiagramm Fig. 38.

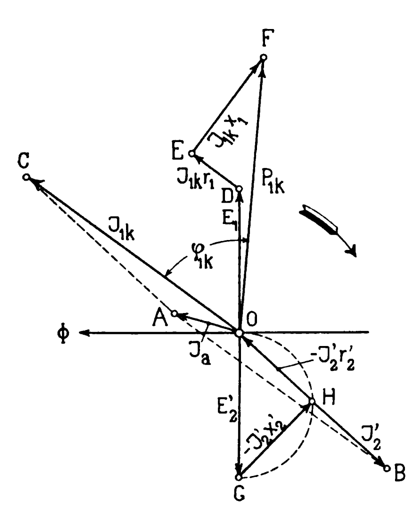


Fig. 37. Kurzschlußdiagramm.

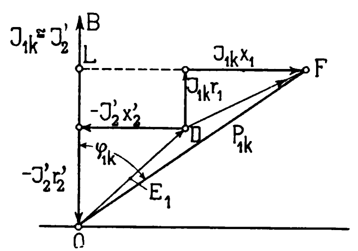


Fig. 38. Vereinfachtes Potentialdiagramm für Kurzschluß.

Aus dem vereinfachten Potentialdiagramm ergibt sich die Kurzschlußspannung

$$P_{1k} = \sqrt{(J_{1k}r_1 + J_2'r_2')^2 + (J_{1k}x_1 + J_2'x_2')^2}$$
$$\cong J_{1k}\sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2} = J_{1k}\sqrt{r_k^2 + x_k^2}$$

$J_{1k}r_k$ ist die gesamte Widerstandsspannung und

$J_{1k}x_k$ die gesamte Reaktanzspannung des Transformators.

Wir können diese Reaktanzspannung somit leicht experimentell bestimmen, indem wir durch einen Kurzschlußversuch die primäre Klemmenspannung P_{1k} und aus der mittels Wattmeter gemessenen zugeführten Wattleistung W_k den effektiven Widerstand

$$r_k = \frac{W_k}{J_{1k}^2}$$

Digitized by Google

berechnen. Es ist dann

$$J_{1k} x_k = \sqrt{P_{1k}^2 - \frac{W_k^2}{J_{1k}^2}}.$$

Das negative Glied unter der Wurzel darf meistens vernachlässigt werden, so daß annähernd

$$J_{1k} x_k \cong P_{1k} \quad \ldots\ldots,$$

d. h. die gesamte Reaktanzspannung eines Transformators ist nahezu gleich der Kurzschlußspannung.

15. Ableitung der Hauptgleichungen eines Transformators aus dem Leerlauf- und Kurzschlußzustand.

Bei Leerlauf wird die Primärspannung P_{1o} derart reguliert, daß sich zwischen den Sekundärklemmen die der Normalbelastung entsprechende Spannung P_2 einstellt. Es wird bei diesem Zustand des Transformators der Stromquelle ein Strom J_o entnommen. Man kann setzen

$$\dot{P}_{1o} = C_1 \dot{P}_2'$$

und

$$\dot{J}_o = \dot{P}_{1o} Y_o,$$

wo alle Größen symbolisch aufzufassen sind. C_1 ist eine komplexe Zahl, die das Verhältnis zwischen den beiden Vektoren $\dot{P}_{10}$ und $\dot{P}_2'$ angibt. Y_o ist ein Maß für die elektrische Leitfähigkeit des Transformators und kann als Leerlaufadmittanz bezeichnet werden. Es ist

$$Y_o = g_o + j b_o.$$

$J_o \cong J_a$ ist der Leerlaufstrom des Transformators und hat die Wattkomponente $P_{1o} g_o$ und die wattlose Komponente $P_{1o} b_o$. Der durch den Leerlaufstrom J_o bedingte Wattverlust wird somit gleich

$$W_o = P_{1o}^2 g_o.$$

Der Leerlaufverlust unterscheidet sich nicht viel von den Eisenverlusten; denn es ist

$$W_o = W_e + J_o^2 r_1 = E_1^2 g_a + J_o^2 r_1 \cong W_e.$$

Durch Betrachtung des äquivalenten Stromkreises (Fig. 39) ergibt sich die Primärspannung bei Leerlauf

$$\dot{P}_{1o} = \dot{J}_o \left(Z_1 + \frac{1}{Y_a} \right) = \dot{J}_o \frac{1 + Z_1 Y_a}{Y_a}$$

Digitized by Google

und die Sekundärspannung

$$P_2' = P_{1o} - J_o Z_1 = P_{1o}\left(1 - \frac{Y_a Z_1}{1 + Z_1 Y_a}\right) = \frac{P_{1o}}{1 + Z_1 Y_a}.$$

Hieraus folgt, daß

$$\frac{P_{1o}}{P_2'} = C_1 = 1 + Z_1 Y_a$$

und

$$Y_o = \frac{J_o}{P_{1o}} = \frac{Y_a}{1 + Z_1 Y_a} = \frac{Y_a}{C_1}.$$

Jetzt schaffen wir einen zweiten Zustand im Transformator, indem die Sekundärwicklung durch eine widerstandslose Verbindung kurz geschlossen und die Primärspannung P_{1k} so eingestellt wird, daß durch die Sekundärwicklung ein der Normallast entsprechender Strom J_2' fließt. Es wird bei diesem Zustand des Transformators, der als Kurzschluß bezeichnet wird, der Stromquelle ein Strom J_{1k} entnommen.

Es ist symbolisch

$$J_{1k} = C_2 J_2'$$

und

$$P_{1k} = J_{1k} Z_k.$$

C_2 ist wie C_1 eine komplexe Zahl, die das Verhältnis zwischen den Stromvektoren J_{1k} und J_2' angibt. Z_k gibt ein Maß für den scheinbaren elektrischen Widerstand und kann als Kurzschlußimpedanz des Transformators bezeichnet werden.

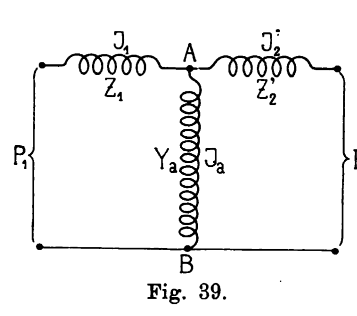


Fig. 39.

Es ist

$$Z_k = r_k - jx_k,$$

P_{1k} ist die Kurzschlußspannung des Transformators und hat die Wattkomponente $J_{1k} r_k$ und die wattlose Komponente $J_{1k} x_k$. Der durch den Kurzschlußstrom bedingte Wattverlust wird gleich

$$W_k = J_{1k}^2 r_k = J_{1k}^2 r_1 + J_2'^2 r_2' \simeq J_{1k}^2 (r_1 + r_2').$$

Durch Betrachtung des äquivalenten Stromkreises (Fig. 39) ergibt sich die primäre Stromstärke

$$J_{1k} = J_2' + J_2' Z_2' Y_a = J_2'(1 + Z_2' Y_a)$$

und die Kurzschlußspannung

$$P_{1k} = J_{1k} Z_1 + J_2' Z_2' = J_1 \left(Z_1 + \frac{Z_2'}{1 + Z_2' Y_a}\right).$$

Digitized by Google

Hieraus folgt, daß

$$\frac{J_{1k}}{J_2'} = C_2 = 1 + Z_2' Y_a$$

und daß

$$Z_k = \frac{P_{1k}}{J_{1k}} = Z_1 + \frac{Z_2'}{1 + Z_2' Y_a} = Z_1 + \frac{Z_2'}{C_2}.$$

Nachdem wir diese beiden Zustände, Leerlauf und Kurzschluß des Transformators, betrachtet haben, gehen wir zu dem normalen Belastungszustande über. Zu diesem gelangt man, wenn man von Leerlauf, wo $J_2' = 0$ ist, ausgehend, ohne die Spannung P_2' zu ändern, den Sekundärstrom allmählich erhöht, oder wenn man, vom Kurzschluß ausgehend, ohne den Strom J_2' zu ändern, die Spannung zwischen den Sekundärklemmen allmählich steigert.

Die Spannung P_2' zwischen den Sekundärklemmen bedingt an den Primärklemmen einen EMK-Vektor $C_1 P_2'$ und einen Stromvektor $J_o = P_{1o} Y_o$; der Sekundärstrom J_2' bedingt in gleicher Weise an den Primärklemmen einen Stromvektor $C_2 J_2'$ und einen EMK-Vektor $P_{1k} = J_{1k} Z_k$. Da unter Annahme konstanter Permeabilität im Eisen zwei Zustände im Transformator sich nicht beeinflussen, so erhält man durch Übereinanderlagerung der beiden Zustände bei Leerlauf und Kurzschluß den Belastungszustand. An den Primärklemmen ergibt sich somit bei Belastung der Spannungsvektor

$$P_1 = P_{1o} + P_{1k} = C_1 P_2' + J_{1k} \cdot Z_k$$

und der Stromvektor

$$J_1 = J_o + J_{1k} = P_{1o} Y_o + C_2 J_2'$$

oder da

$$J_{1k} = C_2 J_2' \text{ und } P_{1o} = C_1 P_2',$$

$$\boldsymbol{P_1 = C_1 P_2' + C_2 J_2' Z_k} \quad \ldots \ldots \quad (28)$$

und

$$\boldsymbol{J_1 = C_2 J_2' + C_1 P_2' Y_o} \quad \ldots \ldots \quad (29)$$

Diese beiden Gleichungen sind die Hauptgleichungen des Transformators und ermöglichen, stets seinen Zustand für jede Belastung (P_2', J_2') zu bestimmen.

Bevor wir aber nun der Reihe nach die verschiedenen Größen berechnen, die die elektrische Arbeitsweise des Transformators charakterisieren, werden wir die komplexen Zahlen C_1 und C_2 betrachten.

Es ist bei gewöhnlichen Transformatoren der Leerlaufstrom höchstens $5\,^0/_0$ des normalen Primärstromes und die Impedanzspannung $J_1 z_1$ bei Normallast höchstens $3\,^0/_0$ der Primärspannung. Man darf also schreiben

Digitized by Google

$$P_1 y_a \leqq 0{,}05\, J_1$$

und

$$J_1 z_1 \leqq 0{,}03\, P_1 .$$

Durch Multiplikation dieser beiden Ausdrücke ergibt sich

$$y_a z_1 \leqq 0{,}0015$$

und da $z_2' \sim z_1$ analog

$$y_a z_2' \leqq 0{,}0015 .$$

Hieraus folgt, daß

$$C_1 = 1 + Z_1 Y_a$$

und

$$C_2 = 1 + Z_2' Y_a$$

Größen sind, die nur um ein oder zwei Tausendstel von der Einheit abweichen. Wir erhalten also angenähert

$$Y_a \simeq Y_o = g_o + j b_o$$

und

$$r_k - j x_k = Z_k \simeq Z_1 + Z_2' = r_1 + r_2' - j(x_1 + x_2') .$$

Indem Z_1 und Z_2' nur sehr wenig voneinander abweichen, so weichen C_1 und C_2 noch viel weniger voneinander ab und man begeht keinen berechenbaren Fehler, wenn man

$$C_1 = C_2 = C = \gamma \cdot e^{j\psi}$$

setzt. Es lauten jetzt die Gleichungen eines Einphasentransformators

$$\dot{P}_1 = C(\dot{P}_2' + \dot{J}_2' Z_k) = \dot{P}_{1o} + C \dot{J}_2' Z_k$$

und

$$\dot{J}_1 = C(\dot{J}_2' + \dot{P}_2' Y_o) = C \dot{J}_2' + P_{1o} Y_o .$$

16 Prozentualer Spannungsabfall.

Wünscht man, daß die Spannung zwischen den Sekundärklemmen von Leerlauf bis Normallast konstant bleiben soll, so muß die Primärspannung mit der Belastung geändert werden. Diese Spannungsänderung drücken wir am besten in Prozenten der Leerlaufspannung P_{1o} aus. Die Änderung ist gewöhnlich eine Erhöhung, aus welchem Grunde man auch

$$\frac{P_1 - P_{1o}}{P_{1o}} 100 = \varepsilon\,\%$$

die prozentuale Spannungserhöhung nennt. Diese ist fast gleich dem prozentualen Spannungsabfall des Transformators.

Digitized by Google

Aus der Gleichung

$$\frac{P_1}{C} = P_2' + J_2' Z_k$$

läßt sich P_1 berechnen, wenn P_2' und J_2' gegeben sind. Die Berechnung geschieht am besten graphisch, wie die Fig. 40, die mit der Fig. 34 fast identisch ist, zeigt. In dieser ist J_2' in der Richtung der Ordinatenachse und $P_2' = \overline{OA}$ unter dem Winkel φ_2 dazu aufgetragen. Von A nach C unter dem Winkel $\psi_k = \operatorname{arctg} \frac{x_k}{r_k} = \varphi_{1k}$ zur Ordinatenachse ist der Vektor $J_2' Z_k$ aufgetragen, so daß $\overline{OC} = \frac{P_1}{C}$ ist.

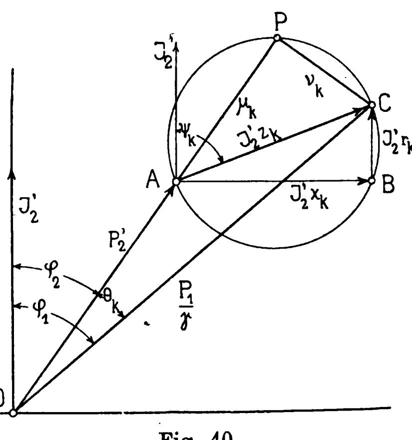


Fig. 40.

Die prozentuale Spannungserhöhung $\varepsilon\,^0/_0$ wird somit

$$\varepsilon\,^0/_0 = \frac{P_1 - P_{1o}}{P_{1o}} 100 = \frac{\frac{1}{\gamma} P_1 - P_2'}{P_2'} 100 = \frac{\overline{OC} - \overline{OA}}{\overline{OA}} 100.$$

Über den Durchmesser $\overline{AC}$ beschreibt man einen Kreis und verlängert den Strahl OA bis zum Schnittpunkte P mit diesem Kreise; es wird dann $\overline{AB} = J_2' x_k$ und $\overline{BC} = J_2' r_k$.

Setzen wir vorläufig die Strecken

$$\overline{AP} = \mu_k \overline{OA} \text{ und } \overline{CP} = \nu_k \overline{OA},$$

so ergibt sich in einfacher Weise aus der Figur

$$\varepsilon = \frac{\overline{OC} - \overline{OA}}{\overline{OA}} = \sqrt{(1 \pm \mu_k)^2 + \nu_k^2} - 1$$

$$= \sqrt{1 \pm 2\mu_k + \mu_k^2 + \nu_k^2} - 1 .$$

Bei Entwicklung dieser Wurzel in eine Reihe ergibt sich

$$\varepsilon = \frac{\pm 2\mu_k + \mu_k^2 + \nu_k^2}{2} - \frac{4\mu_k^2 \pm 4\mu_k(\mu_k^2 + \nu_k^2) + (\mu_k^2 + \nu_k^2)^2}{8} + \cdots$$

$$= \pm \mu_k + \frac{\nu_k^2}{2} \pm \frac{\mu_k(\mu_k^2 + \nu_k^2)}{2} - \cdots\cdots$$

Digitized by Google

Für $\mu_k = \nu_k = 0{,}2$ wird das letzte Glied $\mu_k^{\,3} = \frac{8}{1000}$ und kann somit in allen Fällen vernachlässigt werden.

Setzen wir

$$\overline{AP} = \frac{\mu_k}{100}\,\overline{OA} \quad \text{und} \quad \overline{CP} = \frac{\nu_k}{100}\,\overline{OA},$$

indem μ_k und ν_k nicht als Verhältnisse, sondern als Prozente aufzufassen sind, so wird die prozentuale Spannungserhöhung

$$\varepsilon\,{}^0/_0 = \frac{P_1 - P_{10}}{P_{10}}\,100 = \pm\mu_k + \frac{\nu_k^{\,2}}{200} \quad . \quad . \quad . \quad (30)$$

Das negative Vorzeichen von μ_k bezieht sich auf Phasenvoreilungswinkel φ_2, die größer als $\frac{\pi}{2} - \psi_k$ sind.

Um also die prozentuale Spannungserhöhung zu bestimmen, berechnet man zuerst $J_2' = \frac{1}{u} J_2$, trägt (Fig. 41) die Strecke $\overline{AC} = J_2' z_k$ in Prozenten von P_2' unter dem Winkel ψ_k zur Ordinatenachse auf, beschreibt um dieselbe als Durchmesser einen Kreis und zieht einen Strahl $\overline{AP}$ unter dem Winkel φ_2 zur Ordinatenachse.

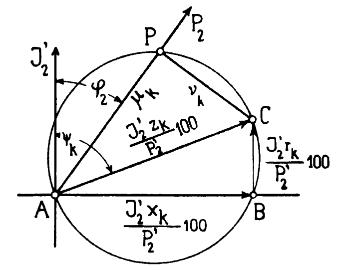


Fig. 41. Kurzschlußdiagramm eines Transformators.

Es wird also

$$\overline{AB} = \frac{J_2' x_k}{P_2'}\,100, \quad \overline{BC} = \frac{J_2' r_k}{P_2'}\,100$$

und die prozentuale Spannungserhöhung

$$\varepsilon\,{}^0/_0 = \pm\overline{AP} + \frac{\overline{CP}^2}{200}.$$

Dieselbe wird ein Maximum, wenn $\varphi_2 = \psi_k$.

Bei induktionsfreier Belastung ($\varphi_2 = 0$) wird

$$\mu_k = \frac{J_2' r_k}{P_2'}\,100 \quad \text{und} \quad \nu_k = \frac{J_2' x_k}{P_2'}\,100.$$

also ist in diesem Falle

$$\varepsilon\,{}^0/_0 = 100\left[\frac{J_2' r_k}{P_2'} + \frac{1}{2}\left(\frac{J_2' x_k}{P_2'}\right)^2\right].$$

Die Fig. 41 stimmt mit dem Spannungsdiagramm bei Kurzschluß Fig. 38 überein und kann deswegen passend als Kurzschlußdiagramm des Transformators bezeichnet werden.

Digitized by Google

17. Prozentualer Stromverlust.

Die Sekundärspannung P_2' bedingt, wie wir gesehen haben, einen Leerlaufstrom. Durch diesen Leerlaufstrom wird der Belastungsstrom J_1 größer als der Kurzschlußstrom J_{1k}. Läßt man, ausgehend vom Kurzschlußzustande der Anlage, die Spannung allmählich zunehmen, so nimmt J_1 zu und unsere Aufgabe ist jetzt, die prozentuale Stromzunahme von Kurzschluß bis Normallast zu berechnen; diese ist gleich

$$j\,\%_0 = \frac{J_1 - J_{1k}}{J_{1k}} 100$$

und gibt uns ein Maß für den Stromverlust im Transformator.

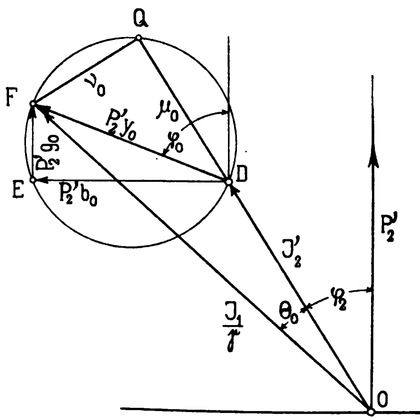


Fig. 42.

Die Gleichung

$$\frac{J_1}{C} = J_2' + P_2' Y_0$$

läßt sich auch graphisch ausdrücken. In Fig. 42 ist P_2' in der Richtung der Ordinatenachse und $J_2' = \overline{OD}$ unter dem Winkel φ_2 dazu aufgetragen. Von D nach F unter dem Winkel $\varphi_0 = \operatorname{arctg} \frac{b_0}{g_0}$ zur Ordinatenachse ist der Vektor $P_2'Y_0$ aufgetragen, so daß $\overline{OF} = \frac{J_1}{C}$.

Die prozentuale Stromzunahme $j\,\%_0$ kann jetzt gesetzt werden

$$j\,\%_0 = \frac{J_1 - J_{1k}}{J_{1k}} 100 = \frac{\frac{1}{\gamma} J_1 - J_2'}{J_2'} 100 = \frac{\overline{OF} - \overline{OD}}{\overline{OD}} 100.$$

Über $\overline{OF}$ beschreibt man einen Kreis und verlängert den Strahl OD bis zum Schnittpunkte Q mit diesem Kreise; es wird dann

$$\overline{DE} = P_2' b_0 \quad \text{und} \quad \overline{EF} = P_2' g_0 .$$

Setzen wir hier die Strecken

$$\overline{DQ} = \frac{\mu_0}{100} \overline{OD} \quad \text{und} \quad \overline{FQ} = \frac{\nu_0}{100} \overline{OD},$$

so wird die prozentuale Stromzunahme

$$j\,\%_0 = \frac{J_1 - J_{1k}}{J_{1k}} 100 = \pm \mu_0 + \frac{\nu_0^2}{200} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (31)$$

Digitized by Google

Das negative Vorzeichen von μ_o bezieht sich auf Phasenvoreilungswinkel φ_2, die größer als $\frac{\pi}{2} - \varphi_o$ sind.

Um also die prozentuale Stromzunahme zu bestimmen, berechnet man zuerst

$$P_2' = u P_2 ,$$

trägt (Fig. 43) die Strecke $\overline{DF} = P_2' y_o$ in Prozenten von J_2' unter dem Winkel φ_o zur Ordinatenachse auf, beschreibt um dieselbe als Durchmesser einen Kreis und zieht einen Strahl DQ unter dem Winkel φ_2 zur Ordinatenachse. Es wird also

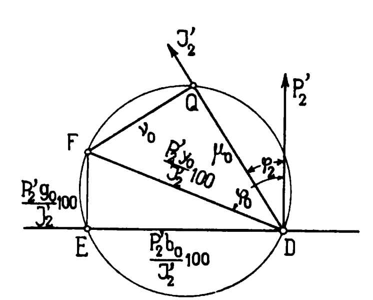


Fig. 43. Leerlaufdiagramm eines Transformators.

$$\overline{DE} = \frac{P_2' b_o}{J_2'} 100, \quad \overline{EF} = \frac{P_2' g_o}{J_2'} 100$$

und die prozentuale Stromzunahme

$$j\,^0/_0 = \frac{J_1 - J_{1k}}{J_{1k}} 100 = \pm \overline{DQ} + \frac{\overline{FQ}^2}{200} .$$

Dieselbe wird ein Maximum, wenn $\varphi_2 = \varphi_o$. Bei induktionsfreier Belastung $(\varphi_2 = 0)$ wird

$$\mu_o = \frac{P_2' g_o}{J_2'} 100 \quad \text{und} \quad \nu_o = \frac{P_2' b_o}{J_2'} 100 .$$

Also ist in diesem Falle

$$j\,^0/_0 = 100 \left[\frac{P_2' g_o}{J_2'} + \frac{1}{2} \left(\frac{P_2' b_o}{J_2'} \right)^2 \right] .$$

Die Fig. 43 kann passend als Leerlaufdiagramm des Transformators bezeichnet werden.

18. Änderung der Phasenverschiebung in einem Transformator.

Durch den Vektor P_{1k} der Kurzschlußspannung und den Vektor J_0 des Leerlaufstromes ändert sich die Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom von den Sekundärklemmen bis zu den Primärklemmen. Den Phasenverschiebungswinkel bei Belastung bezeichnen wir sekundär mit φ_2 und primär mit φ_1. Es ist

$$\varphi_1 = \sphericalangle (P_1 J_1) = \sphericalangle (P_1 P_2') + \sphericalangle (P_2' J_2') + \sphericalangle (J_2' J_1)$$

Digitized by Google

oder
$$\varphi_1 = \varphi_2 + \Theta_1 + \Theta_2 + \Theta_o.$$

Um den primären Phasenverschiebungswinkel φ_1 zu bestimmen, müssen wir also die beiden Winkel $\Theta_1 + \Theta_2 = \Theta_k$ und Θ_o ermitteln.

Aus Fig. 40 ergibt sich

$$\sin \Theta_k = \frac{\overline{PC}}{\overline{OC}}.$$

Bezeichnen wir das Verhältnis $\frac{\overline{OA'}}{\overline{OC}} = \frac{P'_{2o}}{\frac{1}{\gamma} P_1}$ mit α, so ergibt sich

$$\alpha = \frac{1}{1 + \frac{\varepsilon^0/_0}{100}} = \frac{1}{1+\varepsilon}$$

und

$$\sin \Theta_k = \frac{\overline{PC}}{\overline{OA}} \alpha = \frac{\nu_k \alpha}{100}.$$

Da gewöhnlich Θ_k ein kleiner Winkel ist, so können wir $\sin \Theta_k$ in eine Reihe entwickeln:

$$\Theta_k - \frac{\Theta_k^3}{3!} + \cdot\cdot\cdot\cdot = \frac{\nu_k \alpha}{100}.$$

$\frac{\Theta_k^3}{6}$ ist gegenüber Θ_k zu vernachlässigen, so lange $\Theta_k \leqq 0{,}25$, wobei Θ_k im Bogenmaß ausgedrückt ist. Wünscht man Θ_k in Graden zu erhalten, so wird

$$\Theta_k = \frac{\nu_k \alpha}{100} \frac{180}{\pi}, \text{ d. h.}$$

$$\Theta_k = 0{,}573\, \nu_k \alpha = \frac{0{,}573\, \nu_k}{1+\varepsilon}.$$

In gleicher Weise ergibt sich aus Fig. 42

$$\sin \Theta_o = \frac{\overline{QF}}{\overline{OF}}$$

oder wenn wir das Verhältnis $\frac{\overline{OD}}{\overline{OF}} = \frac{J_{1k}}{J_1}$ mit β bezeichnen, so wird

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{j^0/_0}{100}} = \frac{1}{1+j}$$

und

$$\Theta_o = 0{,}573\, \nu_o \beta = \frac{0{,}573\, \nu_o}{1+j}.$$

Digitized by Google

Also ergibt sich der primäre Phasenverschiebungswinkel zu

$$\varphi_1 = \varphi_2 + 0{,}573\left(\frac{\nu_k}{1+\varepsilon} + \frac{\nu_o}{1+j}\right) \quad . \quad . \quad . \quad (32)$$

In dieser Formel sind ν_o und ν_k als negative Größen einzusetzen, wenn der Punkt P bezw. der Punkt Q auf dem Kreisbogen $\overline{BC}$ bezw. $\overline{EF}$ liegt; dies ist der Fall bei Phasenverspätungswinkeln φ_2 größer als φ_o bezw. größer als φ_k.

19. Beispiele für die Anwendung von Leerlauf- und Kurzschlußdiagrammen.

Mit Hilfe des Leerlauf- und Kurzschlußdiagrammes kann das ganze Verhalten eines Transformators in Bezug auf Spannungs- und Stromänderungen bei verschiedenen Belastungen in einfacher Weise untersucht werden. Die Formel zur Bestimmung der Spannungsänderung ist um so genauer, je kleiner die Belastung ist. Die Formel zur Berechnung der Stromerhöhung dagegen nimmt mit der Belastung an Genauigkeit zu. Bei sehr kleinen Belastungen, wie z. B. bei solchen, die kleiner als $^1/_5$ der Normallast sind, wird die Formel nicht mehr ganz genau. Hat μ_o nämlich bei Volllast z. B. den großen Wert von $5\,^0/_0$, so wird μ_o bei $^1/_5$ Last gleich $25\,^0/_0$ sein. Ein Beispiel wird die Konstruktion und Anwendung dieser Diagramme am deutlichsten zeigen. An einem 20 KW-Transformator wurden bei Leerlauf folgende Messungen ausgeführt: $P_{1o} = 1000$ Volt; $P_2 = 100$ Volt; $J_o = 1{,}24$ Ampere und Leistung $W_a \cong W_o = 300$ Watt. Hieraus ergibt sich das Übersetzungsverhältnis

$$u = \frac{w_1}{w_2} = \frac{P_{1o}}{P_2} = \frac{1000}{100} = 10,$$

und da

$$P_{1o}^2\, g_o = W_a = 300 \text{ Watt},$$

wird die Wattkomponente des Leerlaufstromes

$$P_{1o} g_o = 0{,}3 \text{ Ampere}$$

und die wattlose Komponente

$$P_{1o} b_o = \sqrt{J_o^2 - P_{1o}^2 g_o^2} = 1{,}2 \text{ Ampere}.$$

Es ist somit

$$100\,\frac{P_{1o} g_o}{J_2'} = \frac{0{,}3}{20}\,100 = 1{,}5\,^0/_0 = \overline{EF}$$

Digitized by Google

und
$$100\frac{P_{1o}b_o}{J_2'} = \frac{1,2}{20}100 = 6\,\% = \overline{ED}.$$

Die Leerlaufkonduktanz des Transformators ist
$$g_o = \frac{W_o}{P_{1o}^2} = \frac{300}{1000^2} = \frac{0,3}{1000}$$

und die Leerlaufsuszeptanz
$$b_o = \frac{P_{1o}b_o}{P_{1o}} = \frac{1,2}{1000};$$

also die Leerlaufadmittanz
$$Y_o = 0,3 \cdot 10^{-3} + j \cdot 1,2 \cdot 10^{-3}.$$

In der Fig. 44 sind die Größen $\overline{EF}$ und $\overline{ED}$ im Maßstabe $1\,\%$ gleich 0,5 cm abgetragen.

Ferner wurden beim Kurzschließen der Sekundärklemmen
$$P_{1k} = 53,8 \text{ Volt}, \; J_1 = J_2' = 20 \text{ Ampere}$$
und am Wattmeter die Leistung $W_k = 400$ Watt gemessen.

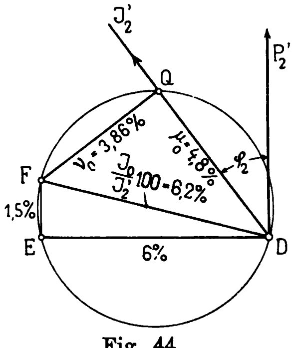


Fig. 44.

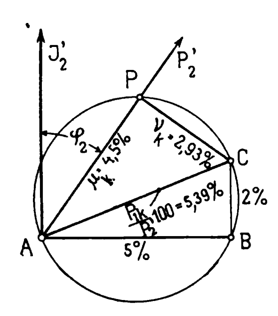


Fig. 45.

Hieraus ergibt sich die Wattkomponente der Kurzschlußspannung
$$J_2' r_k = \frac{W_k}{J_2'} = \frac{400}{20} = 20 \text{ Volt}$$
und die wattlose Komponente
$$J_2' x_k = \sqrt{P_{1k}^2 - (J_2' r_k)^2} = 50 \text{ Volt}.$$

Es wird somit in Fig. 45
$$\frac{J_2' r_k}{P_2'}100 = 2\,\% = \overline{BC}$$
und
$$\frac{J_2' x_k}{P_2'}100 = 5\,\% = \overline{AB}$$

Digitized by Google

Der Kurzschlußwiderstand des Transformators ist

$$r_k = \frac{W_k}{J_2'^2} = 1 \text{ Ohm}$$

und die Kurzschlußreaktanz

$$x_k = \frac{J_2' x_k}{J_2'} = 2{,}5 \text{ Ohm}.$$

Also ist die Kurzschlußimpedanz

$$Z_k = 1 - 2{,}5\,j.$$

Es sei nun

Erstens unter Annahme konstanter Sekundärspannung $P_2 = 100$ Volt und konstanten Sekundärstromes $J_2 = 200$ Amp. bei verschiedenen Phasenverschiebungswinkeln φ_2:

1. die prozentuale Stromerhöhung $j\,{}^0/_0$,
2. die prozentuale Spannungserhöhung $\varepsilon\,{}^0/_0$ und
3. die Vergrößerung der Phasenverschiebung des Stromes durch die Transformation $\varphi_1 - \varphi_2 = \Theta_k + \Theta_o$

zu bestimmen und als Funktion von $\cos\varphi_2$ abzutragen.

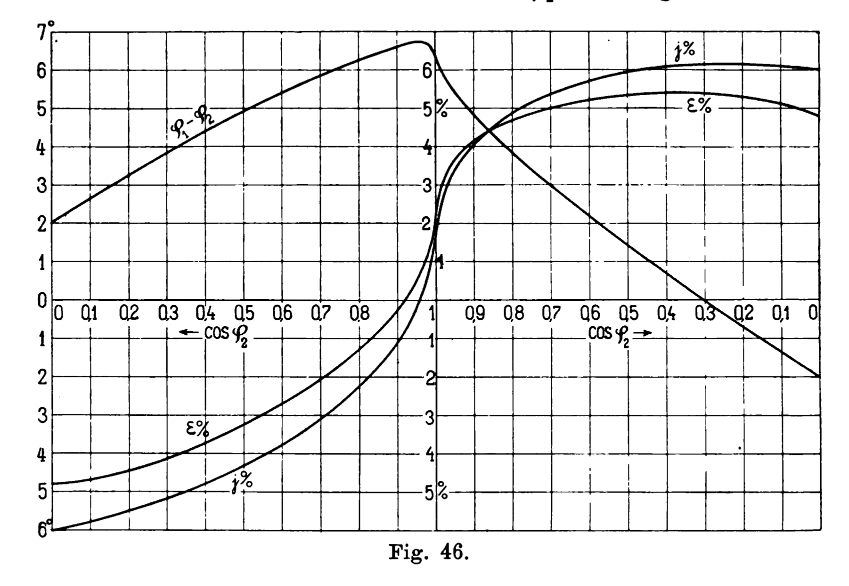


Fig. 46.

Dies geschieht in der Weise, daß man zu irgend einem $\cos\varphi_2$ den Winkel φ_2 berechnet und unter diesem Winkel gegen die Ordinatenachse in den Fig. 44 und 45 je einen Strahl durch D bezw. A zieht; diese schneiden die zwei Kreise in Q bezw. P. Es ist also für diesen gewählten Wert von $\cos\varphi_2$

Digitized by Google

$$j^0/_0 = \pm \overline{DQ} + \frac{\overline{FQ}^2}{200},$$

$$\varepsilon^0/_0 = \pm \overline{AP} + \frac{\overline{CP}^2}{200}$$

und

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \Theta_k + \Theta_o = 0{,}573\,(\overline{CP} + \overline{FQ}).$$

In der Fig. 46 sind diese drei Größen als Funktion von $\cos\varphi_2$ aufgetragen.

Zweitens sind unter Annahme konstanter Sekundärspannung $P_2 = 100$ Volt, und konstantem $\cos\varphi_2 = 0{,}8$ bei verschiedenen Sekundärströmen J_2 dieselben Größen wie im ersten Falle, nämlich

$$j^0/_0,\ \varepsilon^0/_0 \text{ und } \varphi_1 - \varphi_2$$

zu bestimmen und als Funktion von J_2 abzutragen.

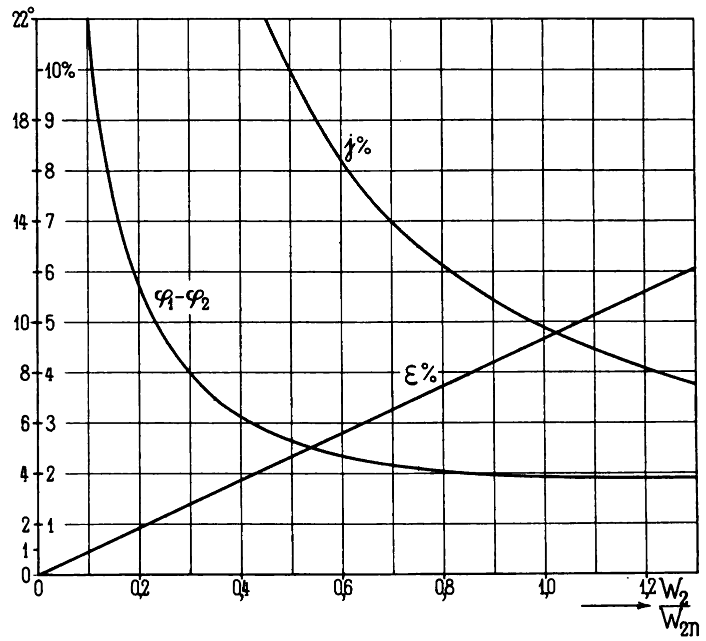


Fig. 47.

Unter dem Winkel $\varphi_2 = 36{,}9^0$ (entsprechend $\cos\varphi_2 = 0{,}8$) zieht man wieder gegen die Ordinatenachsen die parallelen Strahlen AP bezw. DQ. Bei Volllast ($J_2 = 200$ Amp.) verfährt man in gleicher Weise wie oben. Bei $\frac{1}{x}$ dieser Belastung, d. h. $J_2 = \frac{200}{x}$ Amp., ist

$$\mu_o = x \cdot \overline{DQ} \text{ und } \nu_o = x \cdot \overline{FQ},$$

Digitized by Google

während
$$\mu_k = \frac{\overline{AP}}{x} \text{ und } \nu_k = \frac{\overline{CP}}{x},$$

woraus sich die Spannungs- und Stromerhöhung bestimmen läßt. Nur bei Belastungen kleiner als $^1/_5$ der Normallast wird die Rechnung mit μ_0 und ν_0 ungenau, weshalb man für diese Fälle

$$j^0/_0 \text{ und } \Theta_0$$

graphisch ermittelt, wie die Fig. 42 zeigt.

In der Fig. 47 sind alle drei Größen $j^0/_0$, $\varepsilon^0/_0$ und $\varphi_1 - \varphi_2$ als Funktion von J_2 aufgetragen. In der Figur sind als Abszissenwerte die Verhältnisse $\frac{W_2}{W_{2n}}$ eingetragen, wobei W_{2n} die normale und W_2 die gewählte sekundäre Belastung bezeichnet.

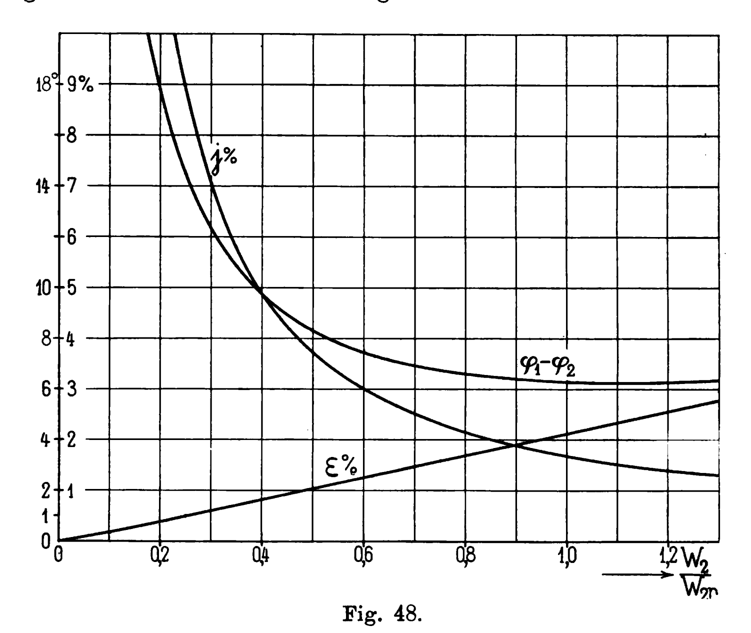


Fig. 48.

Drittens sind unter Annahme konstanter Sekundärspannung $E_2 = 100$ Volt, die Größen $j^0/_0$, $\varepsilon^0/_0$ und $\varphi_1 - \varphi_2$ für verschiedene Sekundärströme und konstantem $\cos\varphi_2 = 1$ zu bestimmen und als Funktion von J_2 abzutragen. Dies kann graphisch nach dem im zweiten Falle beschriebenen Verfahren geschehen. Ebenso kann man auch die Primärspannung P_1 und die Primärstromstärke J_1 berechnen. Aus der Fig. 40 ergibt sich für $\varphi_2 = 0$

$$P_1 = u\sqrt{(P_2 + J_2 r_k)^2 + (J_2 x_k)^2}$$

Digitized by Google

und aus der Fig. 42

$$J_1 = \sqrt{(J_2' + P_2' g_o)^2 + (P_2' b_o)^2}.$$

In der Fig. 48 sind $j^0/_0$, $\varepsilon^0/_0$ und $\varphi_1 - \varphi_2$ als Funktion von J_2 aufgetragen. Man sieht, daß $j^0/_0$ und $\varepsilon^0/_0$ bei $\cos\varphi_2 = 0{,}8$ bedeutend größere Werte als bei $\cos\varphi_2 = 1$ ergeben, während die Vergrößerung $\varphi_1 - \varphi_2$ des Phasenverschiebungswinkels bei $\cos\varphi_2 = 1$ größer ist als bei $\cos\varphi_2 = 0{,}8$.

20. Einphasentransformator zur Speisung von Dreileiternetzen.

Dient ein Transformator zur Speisung von einem unsymmetrisch belasteten Dreileiternetz, so ist bei der Schaltung des Transformators darauf zu achten, daß die Spannung der beiden Netzhälften voneinander möglichst unabhängig wird.

Besitzt der Transformator zwei bewickelte Kerne und sind die beiden Sekundärwicklungen, die zur Speisung der beiden Hälften des Dreileiternetzes dienen, jede auf einer Säule angebracht, so ist es nötig, die Primärwicklungen der beiden Säulen parallel zu schalten, wie Fig. 49 zeigt. Würde man die beiden Primär-

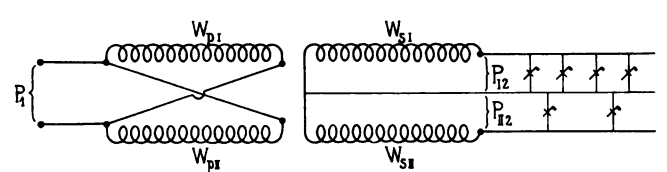


Fig. 49. Transformator zur Speisung von Dreileiternetzen.

spulen in Serie schalten, so würde eine einseitige Belastung des Sekundärnetzes einen Spannungsabfall in dem belasteten Teile und eine Spannungserhöhung in dem unbelasteten Teile hervorrufen, wodurch ein großer Spannungsunterschied zwischen den beiden Hälften entsteht.

Indem wir nun näher auf diese Spannungsunterschiede eingehen, betrachten wir wieder die Belastung des Transformators als eine Übereinanderlagerung der Zustände bei Leerlauf und Kurzschluß. Einseitige Belastung des Transformators entspricht somit der Superposition des durch Kurzschließen einer Sekundärspule erhaltenen Zustandes über den Leerlaufzustand des Transformators.

Wird die Spule W_{sI} (Fig. 49) kurz geschlossen und die Primärspannung so einreguliert, daß man die normale sekundäre Strom-

Digitized by Google

stärke J_2 erhält, so ergeben sich für die beiden primären Spulen des Transformators die folgenden Gleichungen:

$$p_1 = i_{I1} r_1 + S_1 \frac{d i_{I1}}{dt} + u M \frac{d(i_{I1} + i_{II1} + i'_{I2})}{dt} + u \Delta M \frac{d(i_{I1} + i'_{I2})}{dt} \quad . \quad . \quad (33)$$

$$p_1 = i_{II1} r_1 + S_1 \frac{d i_{II1}}{dt} + u M \frac{d(i_{I1} + i_{II1} + i'_{I2})}{dt} + u \Delta M \frac{d i_{II1}}{dt} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (34)$$

und für die kurzgeschlossene Sekundärspule

$$O = i_{I2} r_2' + S_2' \frac{d i'_{I2}}{dt} + u M \frac{d(i_{I1} + i_{II1} + i'_{I2})}{dt} + u \Delta M \frac{d(i_{I1} + i'_{I2})}{dt} \quad . \quad . \quad . \quad (35)$$

r_1, S_1, r_2' und S_2' beziehen sich hier nur auf die Wicklung einer Säule. Mit M bezeichnen wir den gegenseitigen Induktionskoeffizienten einer primären und sekundären Wicklung, die auf verschiedenen Säulen angebracht sind. Der Induktionskoeffizient, bezogen auf eine primäre und eine sekundäre Wicklung derselben Säule, ist größer und kann mit $M + \Delta M$ bezeichnet werden. $\frac{\Delta M}{w_2}$ wird somit ein Maß für den Kraftfluß sein, der von einer von 1 Amp. durchflossenen primären Spule erzeugt wird und sich durch die Luft und nicht durch die Spulen der zweiten Säule schließt.

Die obigen drei Gleichungen haben auch Gültigkeit für die folgende Schaltung Fig. 50; und zwar entspricht die Gleichung (33) dem Stromkreise $DEAB$, die Gleichung (34) dem Stromkreise $DCAB$ und die Gleichung (35) dem Stromkreise $BEAB$.

Da in dem Stromkreis AB bei Kurzschluß der Sekundärklemmen nur wenig Strom fließt, so läßt sich die Schaltung der Fig. 50 vereinfacht durch die Anordnung der Fig. 51 darstellen.

Wir können jedoch auch eine andere Vereinfachung einführen, indem wir das Größenverhältnis zwischen $\frac{w_1}{w_2} \cdot \Delta M = u \cdot \Delta M$ und S_1 in Betracht ziehen.

Der Hauptkraftfluß Φ ist angenähert gleich

$$J_a \sqrt{2} \frac{M}{w_2} = \Phi,$$

Digitized by Google

während der primäre Streufluß Φ_{s1} gleich

$$J_1 \sqrt{2} \frac{S_1}{w_1} = \Phi_{s1}.$$

Nehmen wir Φ_{s1} zu 3 % des Hauptkraftflusses und den Leerlaufstrom J_a zu 5 % des Primärstromes an, so wird

$$\frac{S_1}{uM} = \frac{\Phi_{s1} J_a}{\Phi J_1} = 0{,}03 \cdot 0{,}05$$

oder

$$S_1 = 0{,}03 \cdot 0{,}05 \; uM.$$

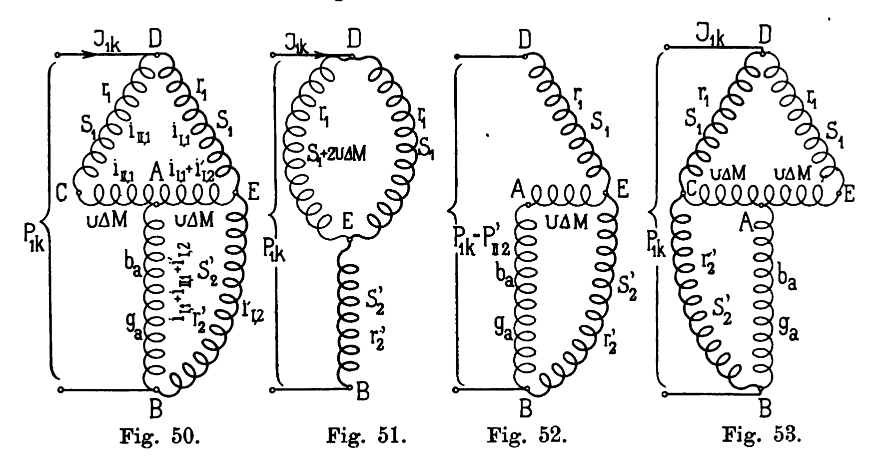


Fig. 50. Fig. 51. Fig. 52. Fig. 53.

Bei normalen Transformatoren darf

$$\Delta M \geqq 0{,}03 \; M$$

gesetzt werden; also wird

$$S_1 = 0{,}05 \; u \Delta M$$

oder

$$2u\Delta M = 40 \, S_1.$$

Mit anderen Worten: S_1 ist praktisch vernachlässigbar gegenüber $2u\Delta M$. Man macht somit höchstens einen Fehler von 2,5 %, wenn man den Stromkreis Fig. 50 durch den Stromkreis Fig. 52 ersetzt, der praktisch demjenigen eines gewöhnlichen Einphasentransformators bei Kurzschluß entspricht. Der Induktionskoeffizient $u\Delta M$ erhöht die Suszeptanz b_a nur ganz wenig.

Die Spannung an den Klemmen der zweiten Sekundärwicklung ergibt sich als die Spannung zwischen den Klemmen B und C des äquivalenten Stromkreises Fig. 50. Der Spannungsabfall von D bis C beträgt nur ca. 2,5 % von dem in DE, weil S_1 nur einen sehr kleinen Bruchteil von $u\Delta M$ ausmacht. Die Spannung zwischen

Digitized by Google

den Sekundärklemmen BC ist also praktisch unabhängig davon, ob die erste Sekundärwicklung kurz geschlossen ist oder nicht. Was für Kurzschluß gilt, ist auch bei Belastung giltig, so daß bei Parallelschaltung der beiden Primärwicklungen eine einseitige Belastung des sekundären Dreileiternetzes nur einen Spannungsabfall an den Transformatorklemmen des belasteten Teiles hervorruft, während die Spannung des unbelasteten Teiles praktisch konstant bleibt.

Hätte man die zweite Sekundärwicklung kurz geschlossen und die erste offen gelassen, so würde sich der Stromkreis Fig. 53 ergeben haben.

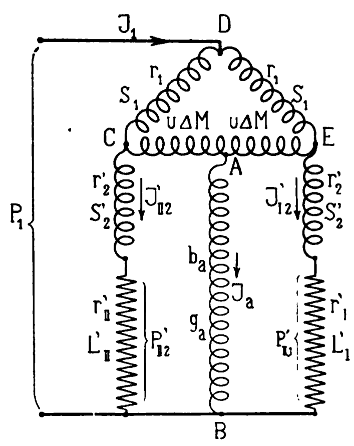


Fig. 54. Äquivalenter Stromkreis eines unsymmetrisch belasteten Einphasen-Dreileitertransformators.

Aus diesen Betrachtungen folgt, daß ein unsymmetrisch belasteter Einphasentransformator zur Speisung von Dreileiternetzen durch den äquivalenten Stromkreis der Fig. 54 ersetzt werden kann. r_1' L_1' und r'_{II} L'_{II} bezeichnen die auf Primär reduzierten Widerstände und Selbstinduktionskoeffizienten des äußeren Stromkreises. $u\Delta M$ ist, wie gezeigt, im Verhältnis zu S_1 sehr groß und es folgt somit, daß bei Einphasen-Dreileitertransformatoren, mit Parallelschaltung der beiden Primärwiklungen, der Spannungsabfall einer Hälfte des Sekundärnetzes praktisch nur abhängig von der Belastung der entsprechenden Hälfte und fast unabhängig von der Belastung der anderen Hälfte ist.

Das trifft jedoch nicht mehr zu, wenn man beide Primärwicklungen in Serie schaltet, wie in Fig. 55 dargestellt ist.

In diesem Falle fließt der Primärstrom i_1 durch die Primärwicklungen beider Säulen, während nur die Sekundärwicklung der einen Säule mit dem Strome i'_{I2} belastet ist. Hieraus folgt, daß wir an der belasteten Säule $\frac{1}{2}\, i_1 w_1 - i_{I2}\, w_2 \cong -\frac{1}{2}\, i_1 w_1$ wirksame Amperewindungen und an der unbelasteten Säule $\frac{1}{2} i_1 w_1$ wirksame Amperewindungen haben. Diese beiden MMKe wirken einander entgegen, so daß auf den ganzen magnetischen Kreis nur die Amperewindungen $i_a w_1$ wirken, welche nötig sind um den Hauptkraft-

Digitized by Google

fluß Φ zu erzeugen. Die beiden MMKe $\frac{1}{2} i_1 w_1$ an jeder Säule erzeugen aber Streuflüsse, die $u \Delta M$ proportional sind und die sich nicht durch die andere Säule, sondern durch die Luft schließen. Diese Streuflüsse sind zeitlich fast um 180^0 in Phase gegeneinander verschoben und erzeugen also zwischen den belasteten Sekundärklemmen einen Spannungsabfall und zwischen den unbelasteten eine Spannungserhöhung. Es tritt somit zwischen den Spannungen der beiden Netzhälften der Sekundärseite eine ziemliche Differenz auf, die wir jetzt berechnen wollen.

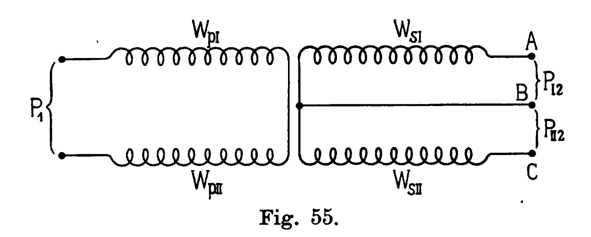


Fig. 55.

Bei einseitiger Belastung eines derartigen Transformators erhält man die Differentialgleichungen

$$p_1 = 2 i_1 r_1 + 2 S_1 \frac{d i_1}{dt} + 2u(M + \Delta M) \frac{d(i_1 + i_2')}{dt}$$

$$0 = i_2'(r_2' + r') + (S_2' + L') \frac{d i'_{I2}}{dt} + uM \frac{d(i_1 + i'_{I2})}{dt} + u \Delta M \frac{d i'_{I2}}{dt}.$$

Es wird sich somit zwischen den Klemmen A und B (Fig. 55) des belasteten Teiles eine Klemmenspannung p'_{I2} einstellen; diese ist gleich

$$p'_{I2} = -\left(i'_{I2} r' + L' \frac{d i'_{I2}}{dt}\right) = uM \frac{d(i_1 + i'_{I2})}{dt}$$

$$+ u \Delta M \frac{d i'_{I2}}{dt} + i'_{I2} r_2' + S_2' \frac{d i'_{I2}}{dt}.$$

In dem Teil der sekundären Wicklung, der nicht belastet ist, wird eine auf das Primärsystem reduzierte EMK.

$$p'_{II2} = uM \frac{d(i_1 + i'_{I2})}{dt} + u \Delta M \frac{d i_1}{dt}$$

induziert. Es stellt sich also bei einseitiger Belastung des Sekunnetzes, zwischen den beiden Netzhälften, ein Spannungsunterschied ein, der durch den Vektor $\Delta P_2'$ bestimmt wird. Der Momentanwert dieses Vektors ist

Digitized by Google

$$\Delta p_2' = p'_{II2} - p'_{I2} = u \Delta M \frac{d(i_1 - i'_{I2})}{dt} - i'_{I2} r_2' - S_1' \frac{di'_{I2}}{dt}.$$

Indem i'_{I2} fast gleich $-i_1$ gesetzt werden kann, so wird

$$\Delta p_2' = 2u \Delta M \frac{di_1}{dt} + i_1 r_1 + S_1 \frac{di_1}{dt}$$

Beim Parallelschalten der beiden Primärwicklungen wird der Spannungsunterschied (s. Fig. 52) gleich

$$i_1 r_1 + S_1 \frac{di_1}{dt} - i_{I2}' r_2' - S_2' \frac{di'_{I2}}{dt} \cong 2 i_1 r_1 + 2 S_1 \frac{di_1}{dt}$$

und da $2u\Delta M$ viel größer wie S_1 ist, so erhalten wir bei hintereinander geschalteten Primärwicklungen einen viel größeren Spannungsunterschied an den Sekundärklemmen als bei Parallelschaltung.

Die unsymmetrische Belastung eines sekundären Dreileiternetzes ruft also, wenn die beiden Primärwicklungen in Serie geschaltet sind, eine größere Spannungsänderung hervor, als die gleiche symmetrische Belastung der beiden Hälften. Diese Schaltung ist deswegen für die Praxis unbrauchbar.

Ausgleichtransformator. Wünscht man in einem Dreileiternetz nicht den Mittelleiter zum Transformator zurückzuführen, weil dieser in einer zu großen Entfernung von dem Beleuchtungsgebiet liegt, so kann man zum Ausgleich der Spannungen in den beiden Netzhälften Ausgleichtransformatoren AT (Fig. 56) aufstellen. Diese

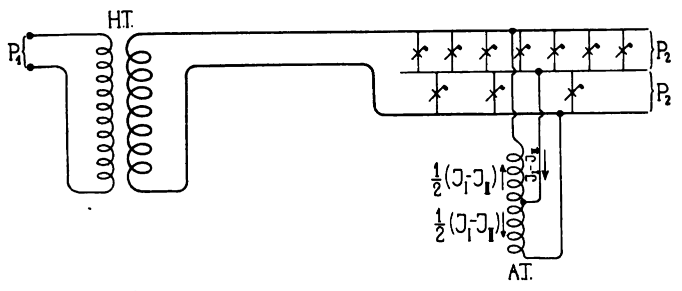


Fig. 56. Ausgleichtransformator für Dreileiternetze.

erhalten nur eine Wicklung, an deren Mittelpunkt der neutrale Leiter angeschlossen wird. Die beiden Hälften der Wicklung sollen möglichst nahe aneinander liegen, damit die Streuinduktion zwischen denselben klein ausfällt; man erhält dann den besten Ausgleich. Die Leistung eines derartigen Ausgleichtransformators kann sehr klein gehalten werden. Ist J_I die maximale Strombelastung der

Digitized by Google

einen Netzhälfte und J_{II} die kleinere in der zweiten Hälfte, so muß der Ausgleichtransformator für die Leistung $\frac{J_I - J_{II}}{2} P_2$ gebaut werden; denn die eine Hälfte der Wicklung nimmt den Strom $\frac{J_I - J_{II}}{2}$ auf, während die andere den gleichen Strom abgibt.

Der Haupttransformator HT, der zur Speisung des ganzen Netzes dient, muß für die Leistung $2 J_I P_2$ gebaut werden, so daß das Verhältnis zwischen den beiden Transformatoren AT und HT gleich $\frac{J_I - J_{II}}{4 J_I}$ wird. Bei einer Belastungsdifferenz von 40 % $= \frac{J_I - J_{II}}{J_I} 100$ würde der Ausgleichtransformator nur für $\frac{1}{10}$ der Leistung des Haupttransformators zu bauen sein. Hieraus folgt, daß ein verhältnismäßig kleiner Ausgleichtransformator die Zurückführung des Mittelleiters zum Haupttransformator überflüssig machen kann.

Digitized by Google

Fünftes Kapitel.

Die Verluste und der Wirkungsgrad eines Transformators.

21. Die Verluste im Eisen. — 22. Wahl der Querschnitte des magnetischen Kreises. — 23. Einfluß der Periodenzahl auf die Eisenverluste. — 24. Die Verluste im Kupfer. — 25. Günstigste Verteilung der Verluste. — 26. Wirkungsgrad eines Transformators.

In einem Transformator haben wir zweierlei Arten Verluste: erstens die Verluste durch magnetische Hysteresis und zweitens die in den Eisen- und Kupfermassen auftretenden Stromwärmeverluste. Wir werden jedoch, von einem praktischen Standpunkte ausgehend, die Verluste im Eisen und die Verluste im Kupfer je für sich behandeln.

21. Die Verluste im Eisen.

Im Eisen treten sowohl Verluste durch Hysteresis als durch Wirbelströme auf.

Die Hysteresisverluste treten auf, erstens weil der magnetische Kraftfluß bei langsamer zyklischer Magnetisierung eine zweideutige Funktion der magnetisierenden Kraft ist (statische Hysteresisschleife) und zweitens weil der Kraftfluß bei schneller Ummagnetisierung eine zeitliche Verzögerung gegenüber der MMK besitzt.

Die ersteren Verluste nennt man die Verluste durch statische Hysteresis; sie sind für eine gegebene Eisensorte, dem Volumen und der Periodenzahl proportional. Aus zahlreichen Versuchen hat Steinmetz gefunden, daß bei langsamer zyklischer Magnetisierung der Energieverlust pro Periode und Volumeneinheit (cm^3) angenähert gleich

$$\eta B^{1,6} \text{ Erg}$$

gesetzt werden kann, wo η eine für die betreffende Eisensorte konstante Größe ist; η variiert zwischen 0,001 und 0,005. Wird das

Digitized by Google

Eisenvolumen V_e in dm³ angegeben und ist c die Periodenzahl des Wechselstromes, so ist der Hysteresisverlust W_h in Watt

$$W_h = \sigma_h \left(\frac{c}{100}\right)\left(\frac{B}{1000}\right)^{1,6} V_e \text{ Watt}, \quad . \quad . \quad . \quad (33)$$

worin die Hysteresiskonstante

$$\sigma_h = \frac{\eta}{0,0016}.$$

Für gute Eisenbleche ist $\sigma_h = 1$ oder kleiner als 1. Weil bei schneller Ummagnetisierung der Magnetismus zeitlich infolge der sogenannten magnetischen Trägheit etwas hinter der magnetisierenden Kraft zurückbleibt, treten vergrößerte Verluste auf. Man bezeichnet diese Erscheinung als viskose Hysteresis. Diese Verluste variieren mit der maximalen Induktion, der Kurvenform und der Periodenzahl nach bis jetzt wenig bekannten Gesetzen.

Die Wirbelströme in den Eisenblechen werden von dem Hauptkraftfluß induziert. Die in den Blechen induzierten Ströme wirken der Änderung des magnetischen Kraftflusses entgegen und bewirken dadurch eine Vergrößerung des Leerlaufstromes J_a. Da die entmagnetisierende Wirkung der Wirbelströme in der Mitte der Platte am größten und an ihrer Kante Null ist, so bewirken die Wirbelströme eine ungleichmäßige Verteilung der Induktion über den Querschnitt der Platte. Wir bekommen in der Mitte eine kleinere Induktion, als an den Kanten (Schirmwirkung).

Wenn wir von der ungleichmäßigen Verteilung der Induktion in den Platten absehen, können wir den durch Wirbelströme verursachten Effektverlust berechnen.

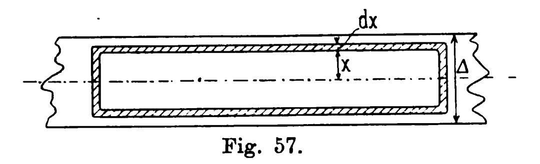


Fig. 57.

Fig. 57 stellt einen Schnitt durch eine Platte dar. Die Richtung des Kraftflusses ist senkrecht auf die Papierebene. Die Stärke Δ der Platte in cm soll klein sein gegenüber ihrer Länge l.

Die induzierte EMK in einem Stromfaden von der Länge $2l$ und der Dicke dx im Abstande x von der Mittellinie der Platte ist

$$dE = 4 f_E c \Phi = 4 f_E c\, 2xlB \text{ (CGS).}$$

Somit ist die EMK pro cm Länge des Stromfadens

$$dE = 4 f_E c x B.$$

Digitized by Google

Die Leitfähigkeit des Eisens für ein $\frac{cm}{cm^2}$ sei γ; dann ist die Stromdichte

$$dJ = 4 f_E c x B \gamma \quad \text{(CGS)}.$$

Der Effektverlust pro cm³ ist

$$\frac{1}{\gamma}(dJ)^2 = 16 f_E^2 c^2 B^2 \gamma x^2.$$

Der mittlere Effektverlust pro cm³ ist

$$\frac{1}{\Delta}\int_{-\frac{\Delta}{2}}^{+\frac{\Delta}{2}} 16 f_E^2 c^2 B^2 \gamma x^2 dx = \frac{4}{3} f_E^2 c^2 B^2 \gamma \Delta^2.$$

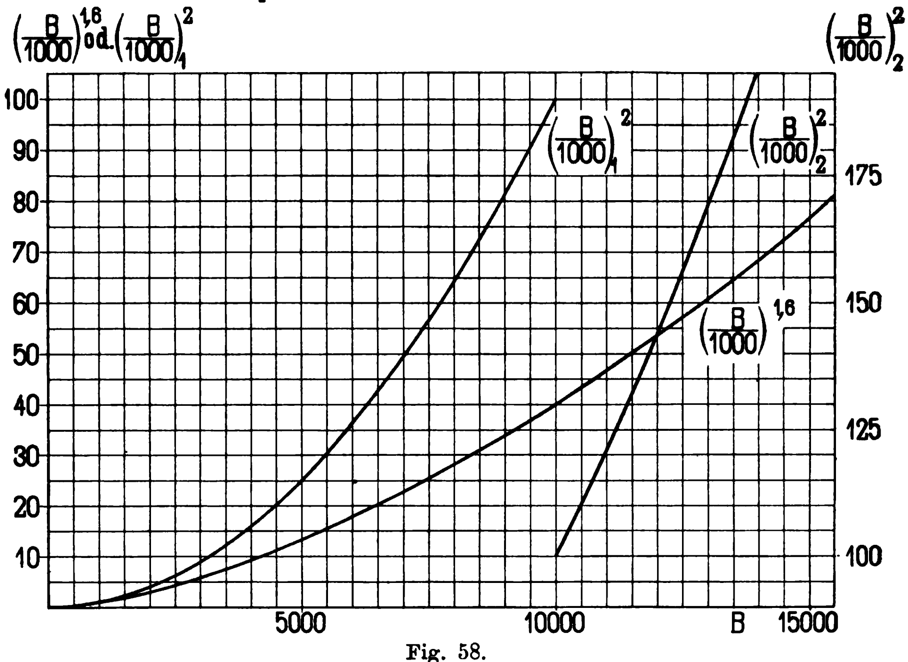


Fig. 58.

Setzt man für γ den Wert

$$\gamma = 10^5 \text{ Mho} = 10^{-4} \quad \text{(CGS)},$$

so ergibt sich der Wirbelstromverlust pro cm³ des Eisens

$$W_w = \frac{4}{3} f_E^2 c^2 B^2 \Delta^2 10^{-4} \text{ Erg/sec} = 1{,}33 f_E^2 c^2 B^2 \Delta^2 10^{-11} \text{ Watt}.$$

Trennt man die Eisenverluste eines Transformators in zwei Teile, von denen der eine Teil der Periodenzahl proportional und der

Digitized by Google

übrige Teil dem Quadrate der Periodenzahl proportional ist, so wird man finden, daß der letzte Teil, der teils aus Wirbelstromverlusten in den Eisenblechen und Stoßfugen und teils aus den durch die magnetische Trägheit bedingten Verlusten besteht, größer

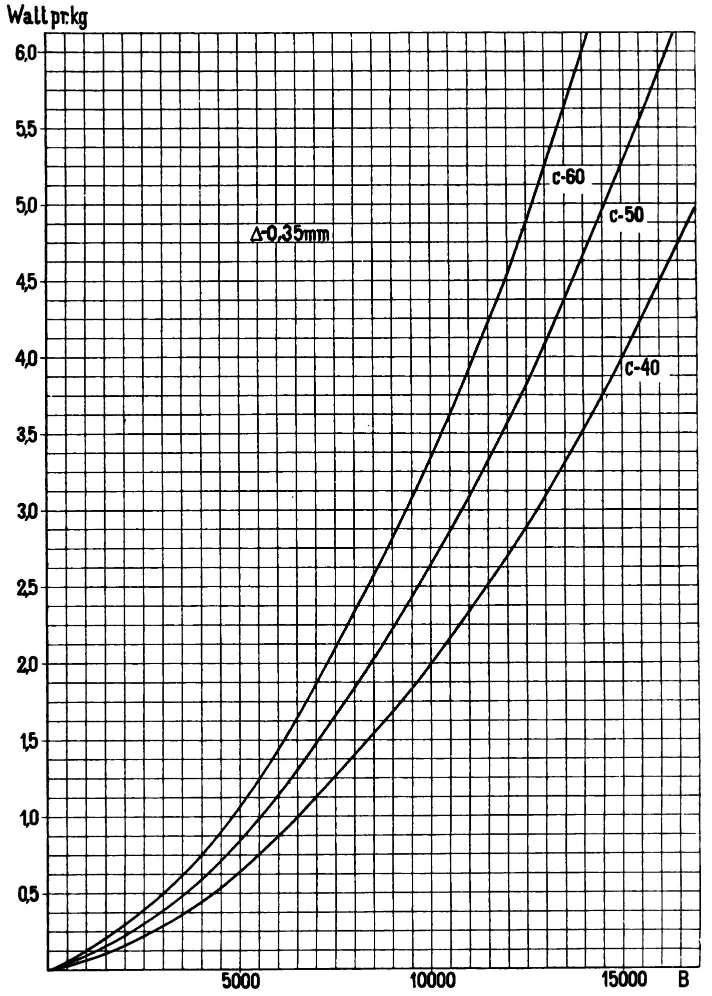


Fig. 59. Verluste pro kg Eisen für $c = 40$, 50 und 60. Blechdicke 0,35 mm.

ist als die nach der obigen Formel berechneten Wirbelstromverluste, und zwar um 20 bis 50 %.

Man kann deswegen die dem Quadrate der Periodenzahl proportionalen Verluste durch die folgende Formel ausdrücken

$$W_w = \sigma_w \left(\Delta \frac{c}{100} \frac{f_E B}{1000} \right)^2 V_e \text{ Watt} \quad . \quad . \quad (34)$$

Digitized by Google

In dieser ist Δ in mm und V_e in dm³ einzuführen. Die Wirbelstromkonstante σ_w ist je nach der spez. Leitfähigkeit der Bleche und des konstruktiven Aufbaues des magnetischen Kreises zwischen

$$\sigma_w = 1{,}6 \text{ bis } 2$$

zu wählen.

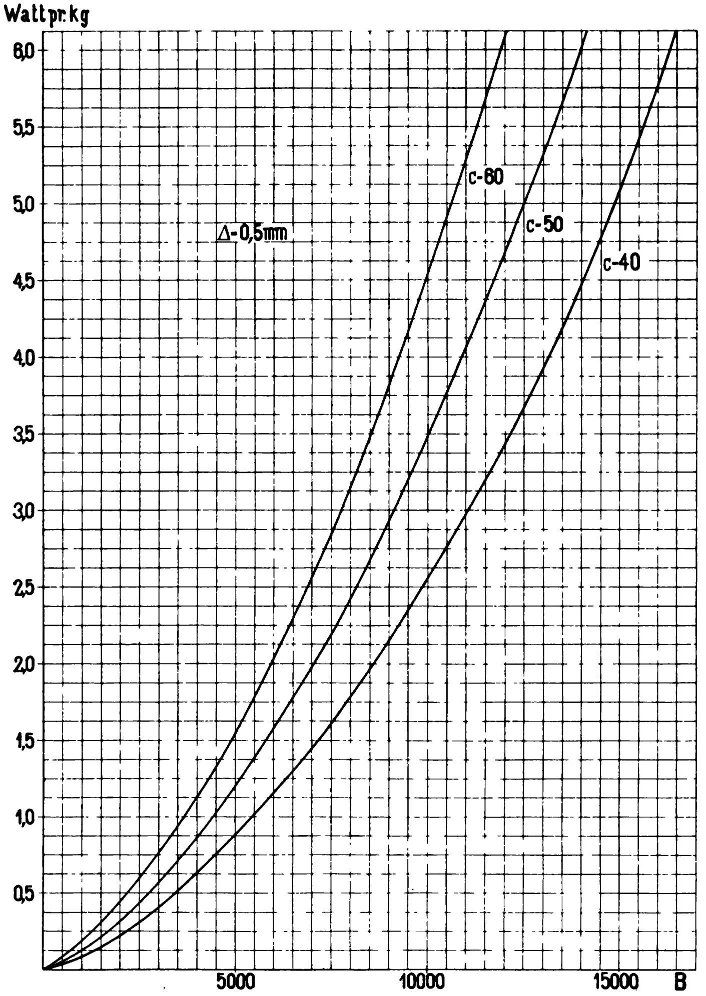


Fig. 60. Verluste pro kg Eisen für $c = 40$, 50 und 60. Blechdicke 0,5 mm.

Wir können somit die totalen Eisenverluste gleich

$$W_e = W_h + W_w$$

oder

Digitized by Google

$$W_e = \left[\sigma_h \frac{c}{100}\left(\frac{B}{1000}\right)^{1,6} + \sigma_w \left(\Delta \frac{c}{100} \frac{f_E B}{1000}\right)^2\right] V_e \text{ Watt} \quad (35)$$

setzen.

Um die Berechnung der Eisenverluste zu vereinfachen, können aus Fig. 58 die Werte $\left(\frac{B}{1000}\right)^{1,6}$ und $\left(\frac{B}{1000}\right)^2$ für die zugehörigen Induktionen B direkt entnommen werden.

Bei richtig dimensionierten und gut ausgeführten Transformatoren sind die dem Volumen bezw. dem Gewichte des aktiven Eisens, der Periodenzahl und der Induktion entsprechenden Verluste mit großer Annäherung gleich den Verlusten, die man beim fertigen Transformator als Eisenverluste bezeichnet. Man kann daher bei genau bekannter Blechqualität die für die betreffende Blechprobe experimentell erhaltenen Verlustkurven der Berechnung zugrunde legen. In diesem Falle werden die erhaltenen Eisenverluste pro 1 kg Eisen (spez. Gewicht gleich 7,8) als Funktion der Induktion B für verschiedene Periodenzahlen aufgetragen.

Fig. 59 und 60 zeigt die Eisenverluste für ein Transformatorblech der Bismarckhütte von 0,35 und 0,5 mm Dicke für die Periodenzahlen $c = 40$, 50 und 60.

Die Hysteresiskonstante ergibt sich für diese Blechsorte zu

$$\sigma_h \cong 0{,}77, \text{ somit } \eta \cong 0{,}00123,$$

und die Wirbelstromkonstante zu

$$\sigma_w \cong 2{,}0.$$

22. Wahl der Querschnitte des magnetischen Kreises.

Es ist interessant, zu untersuchen, wie die Querschnitte der magnetischen Kreise eines Transformators oder eines anderen elektromagnetischen Apparates zu wählen sind, damit die Eisenverluste bei gegebenem Eisenvolumen, Kraftfluß und Länge der magnetischen Kreise möglichst klein ausfallen.

Nehmen wir an, daß in dem Eisenvolumen V_1 die maximale Induktion B_1, in dem Volumen V_2 die maximale Induktion B_2 herrsche, und daß die Wirbelstromverluste gegenüber den Hysteresisverlusten als klein vernachlässigt werden können, so soll

$$B_1^{1,6} V_1 + B_2^{1,6} V_2 = \text{Minimum}$$

und

$$V_1 + V_2 = \text{konst. sein.}$$

Führen wir in diesen zwei Gleichungen die Beziehungen

$$B_1 Q_1 = \Phi_1, \;\; B_2 Q_2 = \Phi_2 = \alpha \Phi_1,$$

Digitized by Google

$$Q_1 l_1 = V_1 \text{ und } Q_2 l_2 = V_2$$

ein, so erhalten wir

$$B_1^{0,6} l_1 + B_2^{0,6} \alpha l_2 = \text{Minimum}$$

und

$$\frac{l_1}{B_1} + \frac{\alpha l_2}{B_2} = \text{konst.}$$

Man bildet nun die Funktion

$$F = B_1^{0,6} l_1 + B_2^{0,6} \alpha l_2 + \lambda \left(\frac{l_1}{B_1} + \frac{\alpha l_2}{B_2} \right),$$

wo λ ein Parameter ist. Die partiellen Differentialquotienten dieser Funktion nach B_1 und B_2 gleich Null gesetzt, ergeben in Verbindung mit der gegebenen Bedingung drei Gleichungen zur Bestimmung von λ, B_1 und B_2.

$$\frac{\partial F}{\partial B_1} = 0{,}6\, l_1 B_1^{-0,4} - \frac{\lambda l_1}{B_1^2} = 0$$

$$\frac{\partial F}{\partial B_2} = 0{,}6\, \alpha l_2 B_2^{-0,4} - \frac{\lambda \alpha l_2}{B_2^2} = 0.$$

Hieraus folgt direkt

$$B_1 = B_2 = B \quad \ldots \ldots \quad (36)$$

d. h. bei gegebenen Eisenvolumen, Kraftfluß und Längen der magnetischen Kreise erhält man den kleinsten Hysteresisverlust, wenn im ganzen Eisenkörper die gleiche maximale Induktion besteht.

23. Einfluß der Periodenzahl auf die Eisenverluste.

Wie ist die Periodenzahl zu wählen, damit der Eisenverlust bei gegebenem Eisenkörper und gegebener Klemmenspannung ein Minimum wird?

Es ist

$$cB = \frac{E\,10^8}{4 f_E w Q_e} = \text{konst.}$$

Der Verlust durch Wirbelströme ist proportional $c \cdot B$ und somit unabhängig von der Periodenzahl.

Der Hysteresisverlust dagegen ist proportional

$$cB^{1,6} = \frac{\text{Konstante}}{c^{0,6}},$$

Digitized by Google

d. h. **bei gegebenem Eisenkörper und gegebener Klemmenspannung werden die Hysteresisverluste und somit auch die Eisenverluste um so kleiner, je größer die Periodenzahl gewählt wird.**

24. Die Verluste im Kupfer.

Nehmen wir vorläufig an, daß die Ströme sich gleichmäßig über die Querschnitte der Kupferleiter verteilen, so ist der Wattverlust im Kupfer

$$W_k = J^2 r,$$

worin

$$r = \frac{\varrho_0 (1 + \alpha T) l}{q} = \varrho_t \frac{l}{q}$$

den Ohm'schen Widerstand bedeutet. ϱ_0 ist der spezifische Widerstand des Materials bei 0^0 und ϱ_t der bei T^0 C.; l wird in Metern und q in mm² gemessen. Drücken wir das Kupfervolumen V_k in dm³ aus, so wird

$$l q = V_k 10^3$$

und

$$W_k = J^2 \varrho_t \frac{l q}{q^2} = \varrho_t V_k s^2 10^3.$$

$s = \frac{J}{q}$ gibt die Stromdichte in Ampere pro mm² an.

Für Kupfer ist

$$\varrho_0 = 0{,}016; \ \alpha = 0{,}0039$$

und für Aluminium

$$\varrho_0 = 0{,}027; \ \alpha = 0{,}004.$$

Bei Belastung des Transformators kann deshalb als Mittelwert

für Kupfer $\varrho_t = 0{,}02$

und für Aluminium $\varrho_t = 0{,}034$ gesetzt werden;

also $$W_k = 20\, V_k s^2 \text{ für Kupfer}$$

und $$W_k = 34\, V_A s^2 \text{ für Aluminium.}$$

Ist $G_k = 8{,}9\, V_k$ das gesamte Gewicht der Kupferleiter, bezw. $G_A = 2{,}75 \cdot V_A$ dasjenige von Aluminiumleitern in kg, so wird

$$W_k = 2{,}25\, G_k \cdot s^2$$

für Kupfer und

$$W_k = 12{,}4\, G_A \cdot s^2$$

für Aluminium.

Digitized by Google

Wie sollen nun bei gegebenem Kupfergewicht die Verluste auf die Primär- und Sekundärwicklung verteilt werden, damit der Gesamtverlust im Kupfer ein Minimum wird?

Es seien V_1 und V_2 die Kupfervolumen der Primär- bezw Sekundärwicklung und s_1 und s_2 die Stromdichten derselben. Nun soll

$$s_1^2 V_1 + s_2^2 V_2 = \text{Minimum}$$

und

$$V_1 + V_2 = \text{konst.}$$

sein, oder indem die Beziehungen

$$V_1 = l_1 q_1 10^{-3}, \qquad V_2 = l_2 q_2 10^{-3},$$

$$s_1 q_1 = J_1 \text{ und } s_2 q_2 = J_2 \simeq u J_1$$

eingeführt werden, können die beiden Bedingungen auch folgendermaßen geschrieben werden:

$$s_1 l_1 + s_2 u l_2 = \text{Minimum}$$

und

$$\frac{l_1}{s_1} + \frac{u l_2}{s_2} = \text{konst.}$$

Hieraus ergibt sich analog wie vorher durch Differentiation

$$\mathbf{s_1 = s_2 = s} \quad \ldots\ldots\ldots \quad (37)$$

d. h. die Stromdichte s soll, unabhängig von den Längen l_1 und l_2, für Primär- und Sekundärwicklung gleich groß gewählt werden, damit bei gegebenem Kupfergewichte der Gesamtkupferverlust ein Minimum werden kann.

Ist der spezifische Widerstand ϱ nicht derselbe für beide Wicklungen, sondern ϱ_1 und ϱ_2, so wird man die Bedingungen

$$\varrho_1 s_1 l_1 + \varrho_2 s_2 u l_2 = \text{Minimum}$$

und

$$\frac{l_1}{s_1} + \frac{u l_2}{s_2} = \text{konst.}$$

erhalten. Durch Differentation ergibt sich

$$\varrho_1 s_1^2 = \varrho_2 s_2^2$$

oder

$$\frac{s_1}{s_2} = \sqrt{\frac{\varrho_2}{\varrho_1}}.$$

Ist die Primärwicklung z. B. aus Kupfer und die Sekundärwicklung aus Aluminium, so wird

$$\frac{\varrho_2}{\varrho_1} = 1{,}7$$

Digitized by Google

und
$$\frac{s_1}{s_2} = \sqrt{1,7} \text{ oder } s_1 = 1,3\, s_2.$$

Besitzt der Transformator Zylinderwicklungen und liegt die Sekundärwicklung innen, so wird diese ein wenig wärmer als die äußere, primäre Wicklung, also

$$\frac{\varrho_2}{\varrho_1} \sim 1,06 \text{ und } \frac{s_1}{s_2} \sim 1,03.$$

Zusätzliche Verluste. Außer diesen Kupferverlusten, welche durch den Ohmschen Widerstand bedingt sind, treten auch zusätzliche Verluste im Kupfer auf, die davon herrühren, daß die Ströme sich nicht gleichmäßig über die Leiterquerschnitte verteilen. Diese ungleichmäßige Verteilung rührt von den Streuflüssen her, die eine

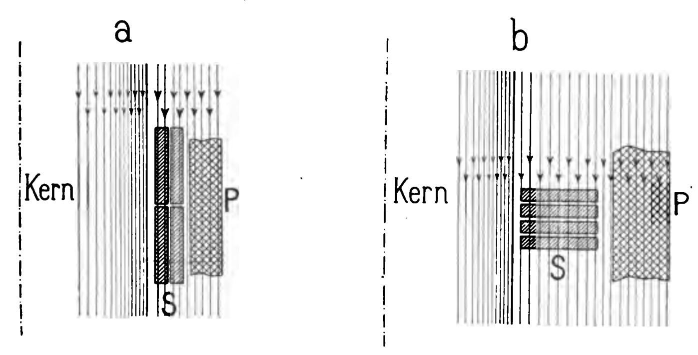


Fig. 61a und b. Zusätzliche Kupferverluste bei Zylinderwicklung.

Wicklung nicht vollständig umschlingen, sondern sie durchsetzen und dadurch Wirbelströme im Kupfer erzeugen. Diese superponieren sich über den Hauptstrom, so daß man eine ungleiche Verteilung des Stromes über den Leiterquerschnitt erhält, wodurch die Kupferverluste erhöht werden; diese Erhöhung kann durch Multiplikation des Ohmschen Widerstandes mit einem Faktor, der im allgemeinen gleich 1,05 bis 1,25 gesetzt werden kann, berücksichtigt werden.

Die Richtung der Streuflüsse ist in Fig. 61a und b für Zylinderwicklung und in Fig. 62a und b für Scheibenwicklung dargestellt. Damit die Wirbelstromverluste im Kupfer klein werden, soll bei massiven Leitern von rechteckigem Querschnitt die Richtung des Streuflusses mit der längeren Seite des Querschnittes zusammenfallen wie in Fig. 61a.

Sind mehrere Spulen oder Windungen parallel geschaltet und sind die in den einzelnen parallelen Zweigen induzierten EMKe ungleich, so entstehen innere Ströme in der Wicklung, die den Kupferverlust ebenfalls erhöhen.

Digitized by Google

Eine richtige Vorausberechnung der zusätzlichen Verluste ist nicht möglich, denn sie hängen nicht allein von den Abmessungen des Transformators, sondern auch von seiner Ausführung, von der Isolation der Eisenteile u. s. w., ab.

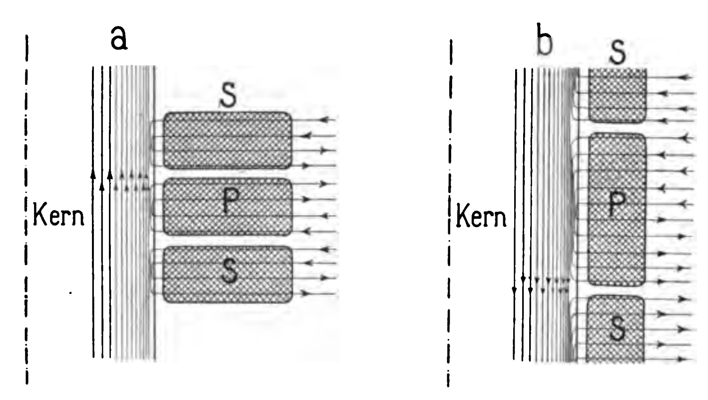


Fig. 62. Zusätzliche Kupferverluste bei Scheibenwicklung.

Durch einen Kurzschlußversuch läßt sich aber der effektive Widerstand $r_{k\,eff}$ eines Transformators in einfacher Weise ermitteln; das Verhältnis dieses Widerstandes zu dem Ohmschen Widerstande r_k ist für mehrere Transformatoren in der folgenden Tabelle zusammengestellt.

Aus dieser Tabelle geht hervor, daß das Verhältnis $\frac{r_{k\,eff}}{r_k}$ bei einer und derselben Type höchst verschieden ausfallen kann. Es schwankt aber bei beiden Typen innerhalb derselben Grenzen.

Leistung in KW	5	10	15	20	30	1000
Dreiphasentransformator mit Stoßfugen und Zylinderwicklung	1,39	1,04	1,19	1,12	1,24	1,22
Dreiphasentransformator ohne Stoßfugen und mit Scheibenwicklung	—	1,13	1,16	1,27	1,34	—

25. Günstigste Verteilung der Verluste.

Es ist noch die Frage zu beantworten, wie sollen die Verluste zwischen Kupfer und Eisen verteilt werden, damit man bei der gegebenen Leistung eines Transformators den kleinsten Totalverlust erreicht?

Digitized by Google

Wir betrachten einen Einphasentransformator oder nur eine Phase eines Mehrphasentransformators. Für diese ist die induzierte effektive EMK

$$E_1 = 4 f_E c w_1 \Phi 10^{-8} \text{ Volt.}$$

Multipliziert man auf beiden Seiten mit J_1, so erhält man die Leistung in Voltampere

$$E_1 J_1 = 4 f_E c w_1 J_1 B Q_e 10^{-8}$$

wo $J_1 w_1$ die Amperewindungszahl pro Phase, d. h. der Strom ist, der durch den Querschnitt aller w_1 Windungen fließt. Schneidet man die primäre Wicklung mit einer Ebene durch die Mittellinie des Kernes, so erhält man den Querschnitt aller w_1-Windungen gleich Q_k; pro mm² dieses Querschnittes fließt der Strom s, also

$$w_1 J_1 = s Q_k.$$

Mittels eines Schnittes durch die ganze Sekundärwicklung wird dasselbe Resultat erhalten, da die Amperewindungszahlen primär und sekundär einander fast gleich sind.

Dieser Ausdruck für $w_1 J_1$, in die Leistungsformel eingesetzt, ergibt

$$s Q_k B Q_e = \frac{\text{Leistung } 10^8}{4 f_E c} = \text{Konst.}$$

Unter Berücksichtigung der Wirbelstromverluste sind die totalen Verluste im Transformator

$$C_1 B^{1,6} V_e + C_2 B^2 V_e + C_3 s^2 V_k = \text{Minimum},$$

wo C_1, C_2 und C_3 Konstanten sind.

Wir bilden nun wieder die Funktion

$$F = C_1 B^{1,6} V_e + C_2 B^2 V_e + C_3 s^2 V_k + \lambda s V_k B V_e,$$

differieren partiell nach s und B und erhalten

$$\frac{\partial F}{\partial s} = 2 C_3 s V_k + \lambda V_e V_k B = 0$$

$$\frac{\partial F}{\partial B} = 1{,}6 C_1 B^{0,6} V_e + 2 C_2 B V_e + \lambda V_e V_k s = 0$$

Wir multiplizieren die obigen Gleichungen mit s bezw. B und subtrahieren dieselben, wodurch λ eliminiert wird. Wir erhalten

$$2 C_3 s^2 V_k - 1{,}6 C_1 B^{1,6} V_e - 2 C_2 B^2 V_e = 0$$

oder

$$C_3 s^2 V_k = C_2 \cdot B^2 \cdot V_e + 0{,}8 C_1 \cdot B^{1,6} \cdot V_e$$

Digitized by Google

Kupferverlust = Wirbelstromverlust + 80 % Hysteresisverlust,

d. h. aus einem gegebenen Transformator erhält man bei gegebenem Totalverlust die maximale Leistung, wenn man den Kupferverlust gleich dem Wirbelstromverlust im Eisen vermehrt um 80 % des Hysteresisverlustes macht oder umgekehrt bei gegebener Leistung eines Transformators erhält man den maximalen Wirkungsgrad bei derjenigen Belastung, bei welcher der Kupferverlust gleich dem Wirbelstromverlust im Eisen vermehrt um 80 % des Hysteresisverlustes ist. Bei dieser Belastungsart wird das Material am besten ausgenutzt.

26. Wirkungsgrad eines Transformators.

Unter dem Wirkungsgrad versteht man das Verhältnis

$$\eta\,\% = \frac{\text{Abgegebene Leistung}}{\text{Zugeführte Leistung}}\,100$$

$$= \frac{P_2 J_2 \cos\varphi_2}{P_1 J_1 \cos\varphi_1}\,100.$$

Die zugeführte Leistung läßt sich am besten aus den Verlusten im Transformator berechnen. Die Eisenverluste W_e sind bei allen Belastungen nahezu konstant; sie nehmen bei Konstanthaltung der Sekundärspannung nur um 1 bis 2 % von Leerlauf bis Vollbelastung zu, weil die Sättigung des Eisens infolge des Spannungsabfalles in der Sekundärwicklung mit der Belastung steigt. Nehmen wir an, daß der Spannungsabfall in der primären und sekundären Wicklung gleich ist, was fast immer zutrifft, so ist die vom Hauptkraftfluß induzierte EMK

$$E_2 = P_2\left(1 + \frac{\varepsilon}{2}\right)$$

und die Eisenverluste bei Belastung gleich

$$W_e = P_2{}^2\left(1 + \frac{\varepsilon}{2}\right)^2 g_0 = P_2{}^2(1+\varepsilon)g_0 = W_0(1+\varepsilon).$$

Die Verluste im Kupfer sind

$$J_1{}^2 r_1 + J_2{}^2 r_2 \simeq \left(\frac{J_1 + J_2'}{2}\right)^2 r_k$$

$$= J_{k\,1}^2\left(1 + \frac{j}{2}\right)^2 r_k = W_k(1+j),$$

wo j % die prozentuale Stromzunahme von Kurzschluß bis Belastung bedeutet.

Digitized by Google

Der Wirkungsgrad eines Transformators kann deswegen mit großer Annäherung gleich

$$\eta^0/_0 = \frac{W_2}{W_2 + W_e + J_1^{\,2} \cdot r_1 + J_2^{\,2} \cdot r_2} 100$$

$$= \frac{P_2 J_2 \cos\varphi_2}{P_2 J_2 \cos\varphi_2 + W_o(1+\varepsilon) + W_k(1+j)} 100 \quad (38)$$

gesetzt werden. W_o ist der bei Leerlauf gemessene Verlust, wenn die Sekundärspannung P_2 auf ihren Wert bei Belastung einreguliert wird. In W_o liegt auch der Kupferverlust $J_o^{\,2} r_1$ des Leerlaufstromes; da aber dieser Verlust in dem Wert $W_k(1+j)$ nicht enthalten ist, so ist er nicht abzuziehen. W_k ist der bei Kurzschluß gemessene Verlust, wenn die Sekundärstromstärke auf ihren Wert J_2 bei Belastung einreguliert wird.

Für den 20 KVA-Transformator, $P_2 = 100$ Volt und $J_2 = 200$ Ampere, mit den Konstanten

$$Y_o = 0{,}3 \cdot 10^{-3} + 1{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot j$$

und

$$Z_k = 1 - 2{,}5 \cdot j,$$

den wir auf S. 56 als Beispiel benutzt haben, wird bei $\cos\varphi_2 = 0{,}8$

$$\varepsilon^0/_0 = 4{,}54 \qquad j^0/_0 = 4{,}87\,^0/_0.$$

Es sind somit die Verluste bei dieser Belastung

$$W_o(1+\varepsilon) + W_k(1+j) = 300 \cdot 1{,}0454 + 400 \cdot 1{,}0487 = 733 \text{ Watt}$$

und der Wirkungsgrad

$$\eta^0/_0 = \frac{100 \cdot 200 \cdot 0{,}8}{100 \cdot 200 \cdot 0{,}8 + 733} = 95{,}7\,^0/_0.$$

Was nun den **maximalen Wirkungsgrad** anbetrifft, so kann dieser unter der Annahme berechnet werden, daß die Sekundärspannung P_2 konstant bleibt. Setzen wir der Einfachheit halber $W_e =$ Konstant und vernachlässigen die durch j in den Kupferverlusten verursachte Korrektur, so wird der Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_2 J_2 \cos\varphi_2}{P_2 J_2 \cos\varphi_2 + W_e + J_2^{\,2} r_k'} = \frac{P_2 \cos\varphi_2}{P_2 \cos\varphi_2 + \frac{W_e}{J_2} + J_2 r_k'}$$

der sein Maximum erreicht, wenn

$$\frac{W_e}{J_2} + J_2 r'_k,$$

ein Minimum ist, und dies ist der Fall, wenn

Digitized by Google

$$\frac{d\left(\frac{W_e}{J_2}+J_2 r_k'\right)}{dJ_2}=0,$$

d. h. wenn

$$-\frac{W_e}{J_2^2}+r_k'=0$$

oder

$$W_e=J_2^2 r_k' \cong W_k \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (39)$$

Da $\frac{d^2\eta}{dJ_2^2}$ negativ ist, so wird der Wirkungsgrad ein Maximum, wenn der Eisenverlust $W_e \cong W_0$ gleich dem Kupferverlust W_k ist.

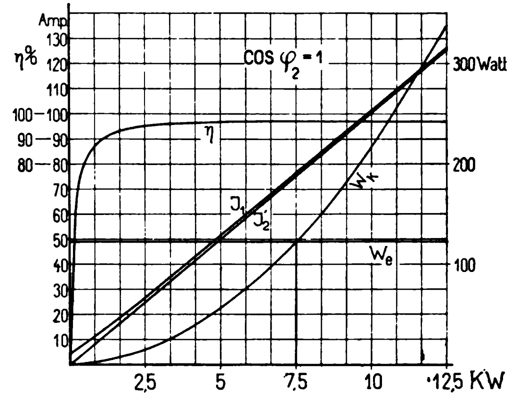


Fig. 63. Verluste und Wirkungsgrad eines Lichttransformators.

Der maximale Wirkungsgrad bei gegebenem Phasenverschiebungswinkel φ_2 ist somit angenähert gleich

$$\eta_{max}\,{}^0\!/_0=\frac{P_2 J_2 \cos\varphi_2}{P_2 J_2 \cos\varphi_2+2\,W_e}\,100 \quad . \quad . \quad . \quad (40)$$

Dieses Gesetz gilt nicht für Transformatoren allein, sondern auch für andere elektromagnetische Apparate.

In den Figuren 63 und 64 sind die Ströme, Verluste und der Wirkungsgrad von zwei 10 KVA-Transformatoren als Funktion der Leistung bei $\cos\varphi_2=1$ dargestellt. Bei dem einen Transformator erreichen die Kupferverluste schon bei $^3/_4$ der vollen Belastung den Wert der Eisenverluste, während bei dem zweiten die Verluste erst bei $^5/_4$ der vollen Belastung gleich werden. Die Kurve des Wirkungsgrades wird deswegen in den beiden Fällen verschieden.

Für ein möglichst ökonomisches Arbeiten soll bei Transformatoren, die in Beleuchtungsanlagen benutzt werden, der maximale

Digitized by Google

Wirkungsgrad stets bei einer Belastung, die kleiner als die normale ist, erreicht werden. Die Stromstärke eines solchen Lichttransformators schwankt nämlich im Laufe des Tages sehr stark und die mittlere Leistung während des Tages ist ca. $^1/_3$ der Normalleistung.

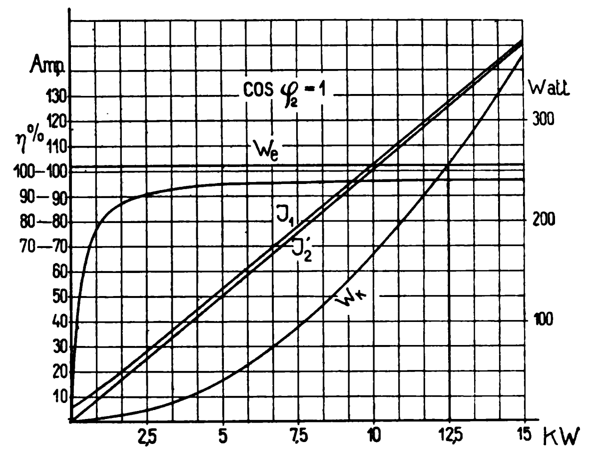


Fig. 64. Verluste und Wirkungsgrad eines Krafttransformators.

Transformatoren für Kraftzwecke, die nur so lange eingeschaltet sind, als der Motor läuft, wird man möglichst billig bauen und deswegen deren Kupferverluste angenähert gleich $80\,^0/_0$ der Eisenverluste machen.

Der durch die Kurven der Fig. 63 charakterisierte Transformator eignet sich deswegen für Beleuchtungszwecke, während der andere (Fig. 64) sich für Kraftzwecke eignet. Wir sehen somit, daß Lichttransformatoren mit verhältnismäßig kleinen und Krafttransformatoren mit verhältnismäßig großen Eisenverlusten gebaut werden sollen.

Digitized by Google

Sechstes Kapitel.

Mehrphasentransformatoren.

27. Dreiphasentransformatoren. — 28. Leerlauf eines symmetrischen Dreiphasentransformators. — 29. Leerlauf eines unsymmetrischen Dreiphasentransformators. — 30. Symmetrische Belastung eines Dreiphasentransformators. — 31. Unsymmetrische Belastung eines Dreiphasentransformators. — 32. Kurzschluß- und Leerlaufdiagramm eines Dreiphasentransformators. — 33. Zweiphasentransformatoren: a) Leerlauf; b) Belastung. — 34. Zweiphasen-Dreiphasen-Transformatoren. — 35. Das monozyklische System. — 36. Das Einphasen-Mehrphasensystem von Ferraris-Arno.

27. Dreiphasentransformatoren.

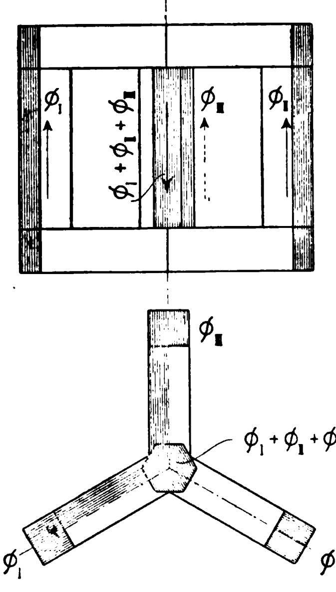


Fig. 65. Dreiphasentransformator mit magnetischer Rückleitung.

Die Transformation eines Dreiphasenstromes läßt sich dadurch erreichen, daß man für jede Phase einen Einphasentransformator benutzt. Berücksichtigt man nun, daß ein Einphasentransformator nur eine bewickelte Säule benötigt und daß man magnetische Stromkreise in derselben Weise verketten kann, wie z. B. die elektrischen Stromkreise eines Sternsystems, indem man als gemeinsame Rückleitung für die drei Phasen den neutralen Leiter benutzt, so gelangt man zu der in Fig. 65 dargestellten Anordnung. Die unbewickelten Säulen der drei Einphasentransformatoren werden also zu einer gemeinschaftlichen magnetischen Rückleitung verbunden. In dieser magnetischen Rückleitung wird ein Kraftfluß, gleich der

Digitized by Google

algebraischen Summe der Kraftflüsse aller bewickelten Säulen fließen, und da dieser entweder verschwindet oder bedeutend kleiner ausfällt als die absolute Summe der drei Phasenflüsse, so ist es einleuchtend, daß durch die Verkettung der magnetischen Kreise, ähnlich wie bei der Verkettung von elektrischen Kreisen, Material gespart wird. In einem Dreiphasensystem ohne neutrale Leitung muß die Summe der Momentanwerte der drei Phasenströme stets gleich Null sein. Dasselbe gilt auch für die magnetischen Kraftflüsse der drei Phasen, wenn man die magnetische Rückleitung wegläßt. Indem

$$e_I = - w_1 \frac{d\,\Phi_I}{d\,t}$$

$$e_{II} = - w_1 \frac{d\,\Phi_{II}}{d\,t}$$

$$e_{III} = - w_1 \frac{d\,\Phi_{III}}{d\,t}$$

und

$$\Phi_I + \Phi_{II} + \Phi_{III} = 0$$

ist, wird

$$e_I + e_{II} + e_{III} = 0.$$

Eine Fortlassung der magnetischen Rückleitung bedingt somit eine gewisse Beziehung zwischen den EMKen, die aber bei allen symmetrischen Systemen schon vorhanden ist. Wird ein symmetrisches System unsymmetrisch belastet, so entfällt dann diese Bedingung, wenn die magnetischen Ströme eine Rückleitung besitzen. Die Fortlassung der Rückleitung bewirkt deswegen eine magnetisch ausgleichende Wirkung zwischen den EMKen der drei Phasen bei unsymmetrischer Belastung. Das Joch des dreisäuligen Transformators braucht nicht sternförmig zu sein, sondern kann eine Ringform haben, wie Fig. 66 zeigt.

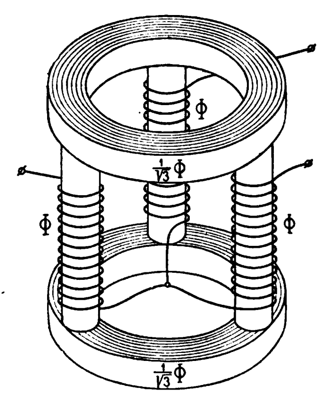


Fig. 66. Dreiphasentransformator mit magnetischer Verkettung.

Es gibt aber nicht allein magnetische und elektrische Verkettungen, sondern auch elektromagnetische. Ein elektromagnetisch verketteter Dreiphasentransformator ist in Fig. 67 dargestellt. Hier hat man drei getrennte magnetische Kreise, von denen je zwei durch eine gemeinschaftliche Wicklung miteinander verkettet sind.

Digitized by Google

Seien die unabhängigen Kraftflüsse dieser Kreise Φ_I, Φ_{II} und Φ_{III} und

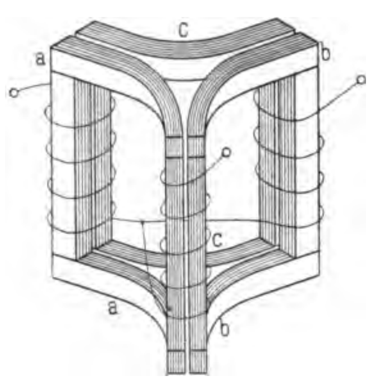


Fig. 67. Dreiphasentransformator mit elektromagnetischer Verkettung der magnetischen Kreise.

$$e_I = -w_1 \frac{d(\Phi_{II} - \Phi_{III})}{dt}$$

$$e_{II} = -w_1 \frac{d(\Phi_{III} - \Phi_I)}{dt}$$

$$e_{III} = -w_1 \frac{d(\Phi_I - \Phi_{II})}{dt},$$

so bekommt man auch hier die Bedingung

$$e_I + e_{II} + e_{III} = 0.$$

Diese Beziehung zwischen den EMKen der drei Phasen ist unter der Annahme abgeleitet worden, daß jeder Fluß in einem Kern aufsteigt und durch die beiden anderen zurückkehrt. Dies trifft aber nicht vollständig zu, wie die folgenden Versuche beweisen.

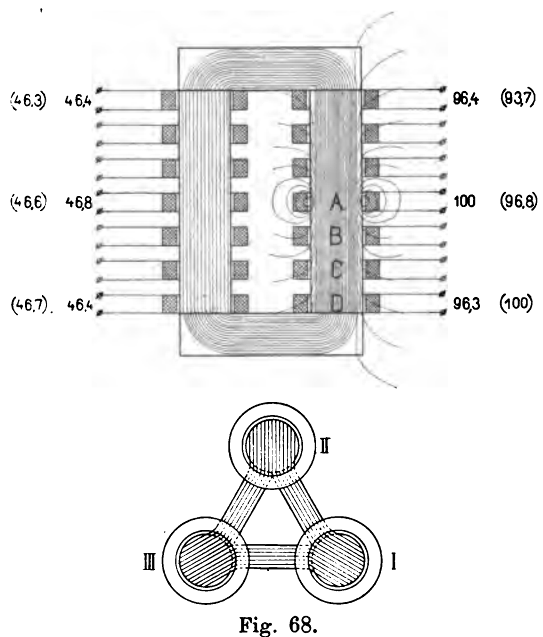


Fig. 68.

Es wurde durch eine Spule A der primären Wicklung der Phase I des Transformators (Fig. 68) ein Wechselstrom geschickt,

Digitized by Google

dessen Effektivwert wir mit J_0 bezeichnen wollen. Die primären Wicklungen aller drei Phasen bestehen nämlich aus mehreren Spulen von derselben Windungszahl. Die Verbindungen dieser Spulen werden jetzt gelöst und man mißt die in jeder Spule der einzelnen Phasen induzierten EMKe. Der in die Spule A, die z. B. in der Mitte einer Säule liegen möge, eingeleitete Wechselstrom erzeugt ein pulsierendes magnetisches Feld, dessen Kraftröhren sich teils durch den Eisenkörper und teils durch die Luft schließen. Dadurch wird in der Spule A selbst die größte EMK erzeugt, während in den anderen Spulen derselben Säule um so kleinere EMKe gemessen werden, je weiter die betreffende Spule von A entfernt liegt, wie aus der Figur ersichtlich ist.

Bezeichnen wir die in der betrachteten Spule A selbstinduzierte EMK mit E_A, so ist der Selbstinduktionskoeffizient L_A dieser Spule aus der Gleichung

$$e_A = i_0 r + \frac{d\Sigma(w_{Ax}\Phi_x)}{dt} \simeq \frac{d\Sigma(w_{Ax}\Phi_x)}{dt}$$

zu berechnen. Es folgt hieraus

$$E_A b_0 = J_0 \sin\varphi_0,$$

also

$$L_A = \frac{1}{\omega b_0} = \frac{E_A}{\omega J_0 \sin\varphi_0}.$$

In der Spule B wird eine EMK

$$e_B = -\frac{d\Sigma(w_{Bx}\Phi_x)}{dt}$$

induziert, woraus folgt

$$E_B = \omega M_{A,B} J_0 \sin\varphi_0.$$

$M_{A,B}$ ist der gegenseitige Induktionskoeffizient der zwei Spulen A und B. Da nun E_B ein wenig kleiner als E_A ist, so wird auch $M_{A,B}$ in demselben Verhältnis kleiner als L_A sein, denn es folgt aus den obigen Gleichungen, daß

$$\frac{E_B}{E_A} = \frac{M_{A.B}}{L_A}$$

ist. Messen wir die induzierte EMK in einer Spule, die auf einer der beiden anderen Säulen angebracht ist und dieselbe Windungszahl wie A hat, so wird man diese EMK etwas kleiner als $\frac{1}{2} E_A$ finden, weil der Kraftfluß, der vollständig im Eisen verläuft und in der Säule I von der Spule A erzeugt wird, sich in zwei Flüsse teilt, wovon jede Hälfte durch die beiden anderen Säulen II und III

Digitized by Google

verläuft. In Fig. 68 sind die an einem 15 KVA-Dreiphasentransformator der Gesellschaft für Elektrische Industrie, Karlsruhe, gemessenen EMKe eingeschrieben. Die Zahlen in Parenthese beziehen sich auf den Fall, daß nicht die Spule A, sondern die Spule D, welche dem Joche am nächsten liegt, erregt wurde.

Wir bezeichnen nun im folgenden die gegenseitigen Induktionskoeffizienten einer primären und einer sekundären Wicklung, die auf verschiedenen Säulen angebracht sind, mit M, und die Induktionskoeffizienten, bezogen auf eine primäre und eine sekundäre Wicklung derselben Säule, mit M'. Es ist dann unter Annahme eines symmetrischen Dreiphasentransformators

$$M' = 2M + \Delta M.$$

ΔM entspricht dem Fluß, der sich durch die Luft und nicht durch die beiden anderen Kerne schließt. Von dem durch die Luft verlaufenden Kraftflusse einer Phase wirkt der Teil, der durch ΔM in Rechnung gezogen wird, gegenseitig induzierend auf die Sekundärwicklung, und der übrige Teil, der hauptsächlich mit der Primärwicklung verkettet ist, als Streufluß der sekundären Wicklung gegenüber. Dieser letzte Teil wird durch S_1 berücksichtigt.

M und M' können leicht experimentell bestimmt werden, indem man einen Wechselstrom durch die primäre Wicklung einer Phase schickt und die in den drei Phasen induzierten EMKe mißt. In dieser Weise wurden an dem oben erwähnten 15 KVA-Transformator folgende Werte gefunden

$$\frac{M}{M'+S_1} \cong \frac{M}{M'} = 0{,}475 \text{ und } \frac{\Delta M}{M'+S_1} \cong \frac{\Delta M}{M'} = 0{,}0485,$$

d. h. für

$$M' = 100, \; M = 47{,}5 \text{ und } \Delta M = 4{,}85.$$

Bei Leerlauf erhalten wir nun die folgenden Differentialgleichungen der drei Phasen, wenn p den Momentanwert der Klemmenspannung bezeichnet:

$$p_{I0} = i_{I0} r_1 + \left(S_1 + \frac{w_1}{w_2} M'\right) \frac{d i_{I0}}{dt} - \frac{w_1}{w_2} M \frac{d(i_{II0} + i_{III0})}{dt}$$

$$p_{II0} = i_{II0} r_1 + \left(S_1 + \frac{w_1}{w_2} M'\right) \frac{d i_{II0}}{dt} - \frac{w_1}{w_2} M \frac{d(i_{III0} + i_{I0})}{dt}$$

und

$$p_{III0} = i_{III0} r_1 + \left(S_1 + \frac{w_1}{w_2} M'\right) \frac{d i_{III0}}{dt} - \frac{w_1}{w_2} M \frac{d(i_{I0} + i_{II0})}{dt}.$$

Da der Symmetrie halber

$$i_{I0} + i_{II0} + i_{III0} = 0$$

Digitized by Google

gesetzt werden kann, so wird für jeden symmetrischen Dreiphasentransformator bei Leerlauf

$$p_{I0} + p_{II0} + p_{III0} = 0.$$

Es ist ferner durch Einführung von $i_{II0} + i_{III0} = -i_{I0}$

$$p_{I0} = i_{I0} r_1 + \left(S_1 + \frac{w_1}{w_2} \Delta M + \frac{w_1}{w_2} 3\, M\right) \frac{d i_{I0}}{dt}.$$

Der Leerlaufstrom einer Phase wird kleiner, wenn man alle drei Phasen anstatt nur eine Phase unter Spannung setzt. Die Leerlaufströme in diesen beiden Fällen verhalten sich fast wie $\Delta M + 2M$ zu $\Delta M + 3M$, d. h. angenähert wie 2 zu 3.

28. Leerlauf eines symmetrischen Dreiphasentransformators.

Bei Leerlauf eines symmetrischen Dreiphasentransformators, bei welchem auf jedem Kerne nur die Wicklung einer Phase angebracht ist, wird der Kraftfluß in jeder Säule so groß sein, daß die in der Wicklung einer Säule induzierte EMK gleich der Phasenspannung ist, da der Spannungsabfall in der Primärwicklung vernachlässigt werden darf. Sind die drei Phasenspannungen

$$p_I = \sqrt{2}\, P_1 \sin \omega t$$

$$p_{II} = \sqrt{2}\, P_1 \sin (\omega t - 120^0)$$

$$\text{und} \quad p_{III} = \sqrt{2}\, P_1 \sin (\omega t - 240^0),$$

so werden die Kraftflüsse in den drei Kernen

$$\Phi_I = \frac{\sqrt{2}\, P_1}{\omega w} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$\Phi_{II} = \frac{\sqrt{2}\, P_1}{\omega w} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - 120^0\right)$$

$$\Phi_{III} = \frac{\sqrt{2}\, P_1}{\omega w} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - 240^0\right)$$

und

$$\Phi_I + \Phi_{II} + \Phi_{III} = 0.$$

Der maximale Kraftfluß in einem Kerne wird somit gleich

$$\Phi = \frac{\sqrt{2}\, P_1\, 10^8}{\omega w},$$

wo P_1 in Volt einzusetzen ist.

Digitized by Google

Vergleichen wir hier die magnetischen Stromkreise Fig. 66 mit den elektrischen einer Dreieckschaltung, so sehen wir, daß der magnetische Fluß im Querschnitt des Jochringes einen $\sqrt{3}$mal kleineren Maximalwert hat, als der Fluß im Kern; es ist also

$$\Phi_j = \frac{\sqrt{2}\,P_1}{\sqrt{3}\,\omega w}.$$

In dem Dreiphasentransformator (Fig. 67) mit elektromagnetischer Verkettung zwischen den drei Phasen bildet der Eisenkörper drei getrennte magnetische Kreise, so daß hier für jeden Kreis

$$\Phi = \Phi_j = \frac{\sqrt{2}\,P_1}{\sqrt{3}\,\omega w} \text{ ist.}$$

Die Kraftflüsse Φ der beiden Kernhälften haben 60° Phasenverschiebung und der Fluß jeder Hälfte ist $\frac{2}{\sqrt{3}} = 1{,}15$mal d. h. um 15% größer als der eines Kernes in der Anordnung Fig. 66.

Der Leerlaufstrom des Dreiphasentransformators hat ebenso wie der des Einphasentransformators eine wattlose Komponente, herrührend von der Magnetisierung des Eisens, und eine durch die Eisenverluste bedingte Wattkomponente.

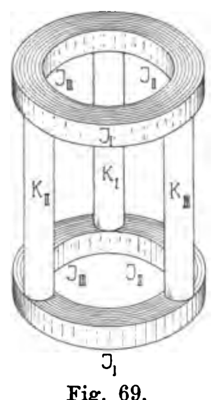


Fig. 69.

Die wattlose Komponente läßt sich am einfachsten berechnen, indem man zuerst nur eine Phase unter Spannung setzt und den Magnetisierungsstrom dieser Phase berechnet. Dieser Strom erzeugt einen Kraftfluß Φ in dem Kern, um den diese Phase gewickelt ist. Dieser Kraftfluß Φ ist im Kerne K_I (Fig. 69) z. B. nach oben gerichtet und benutzt als magnetische Rückleitungen die Kerne K_{II} und K_{III}, in welchen er somit nach unten gerichtet ist. Wir berechnen nun für diesen magnetischen Kreis, den wir als magnetischen Kreis der Phase I bezeichnen, den Magnetisierungsstrom.

Bei dem symmetrischen Dreiphasentransformator (Fig. 69) ist allgemein, wenn der Querschnitt des magnetischen Kreises in dem Kern K_I gleich Q ist, der Querschnitt des magnetischen Kreises der parallelgeschalteten Jochstücke J_{II} und J_{III} gleich $\frac{2}{\sqrt{3}}Q$ und derjenige der Kerne K_{II} und K_{III}, die auch parallel liegen, gleich $2Q$. Den Momentanwert des Magnetisierungsstromes für diesen magnetischen Kreis bezeichnen wir mit i_{1a}; diesem entsprechen die momentanen Amperewindungen eines Schenkels $aw_{1a} = i_{1a} w_1$.

Digitized by Google

Setzen wir nun alle drei Phasen der Primärwicklung unter Spannung, so wird der Symmetrie halber die algebraische Summe der drei von den Phasen aufgenommenen Magnetisierungsströme i_{Ia}, i_{IIa} und i_{IIIa}, Null, d. h.

$$i_{Ia} + i_{IIa} + i_{IIIa} = 0$$

oder

$$i_{Ia} = -(i_{IIa} + i_{IIIa}).$$

Die Ströme i_{IIa} und i_{IIIa} unterstützen i_{Ia} bei der Magnetisierung des magnetischen Kreises der Phase I, denn die Hälfte der von i_{IIa} und i_{IIIa} erzeugten magnetischen Kraftflüsse geht durch den Kern der Phase I.

In Bezug auf den magnetischen Kreis der Phase I haben also die beiden anderen Phasen nur die halbe Wirkung. Da ferner die beiden Wicklungen der Phase II und III relativ zu Phase I und in Bezug auf den magnetischen Kreis dieser Phase um 180^0 gedreht sind, so wird die magnetomotorische Kraft, die von allen drei Phasen auf den Kreis I ausgeübt wird

$$i_{Ia} w_1 - \frac{1}{2}(i_{IIa} + i_{IIIa}) w_1 = \frac{3}{2} i_{Ia} w_1$$

oder, wie man auch schreiben kann

$$aw_{Ia} - \frac{1}{2}(aw_{IIa} + aw_{IIIa}) = \frac{3}{2} aw_{Ia}.$$

Da diese Amperewindungszahl diejenige ist, die wir für jeden Schenkel nötig haben, so ist sie gleich aw_{1a} und wir erhalten somit die maximale Amperewindungszahl eines Schenkels

$$AW_{1a} = AW_k = AW_{ei} + AW_l = \frac{3}{2} AW_{Ia} = \frac{3}{2}\sqrt{2}\, J_a \sin\psi_a\, w_1$$

und somit den Leerlaufstrom

$$J_a = \frac{AW_{ei} + AW_l}{\sqrt{2} \cdot \frac{3}{2} \cdot w_1 \cdot \sin\psi_a} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (41)$$

Aus $E_1 b_a = J_a \sin\psi_a$ folgt die Suszeptanz b_a des Dreiphasentransformators gleich

$$b_a = \frac{AW_{ei} + AW_l}{1{,}5\sqrt{2}\, w_1 E_1} \cong \frac{AW_{ei} + AW_l}{1{,}5\sqrt{2}\, w_1 P_1}.$$

Diese Formel haben wir abgeleitet unter der Annahme, daß das Gesetz der Superposition giltig ist, und unter Vernachlässigung der Kraftflüsse, die von dem Strom einer Phase erzeugt, nicht durch die Kerne der beiden anderen Phasen gehen, sondern sich

Digitized by Google

durch die Luft schließen. Der dadurch begangene Fehler ist nicht groß, da es sich nur um die Berechnung des Leerlaufstromes, d. h. eines kleinen Teiles des Arbeitsstromes, handelt.

Bei dem Transformator (Fig. 68) mit elektromagnetischer Verkettung der drei Phasen liegen die Verhältnisse fast gleich. Hier ist der Querschnitt des magnetischen Kreises der Phase I überall konstant; die Kraftflüsse in den beiden Teilen a und b, aus dem dieser Kreis sich zusammensetzt, sind aber nicht in Phase, sondern 60^0 gegeneinander verschoben, so daß die Amperewindungen AW_{ei} und AW_l nicht für $\frac{1}{2}\Phi = \frac{\sqrt{2}\,E_1\,10^8}{2\,\omega w_1}$, sondern für $\frac{\Phi}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}\,E_1\,10^8}{\sqrt{3}\,\omega w_1}$ zu berechnen sind.

Die maximale Induktion in einem Kern wird somit

$$B = \frac{\frac{1}{\sqrt{3}}\Phi}{\frac{1}{2}Q} = \frac{E_1\,10^8}{\sqrt{6}\,\omega\,w_1\,Q}.$$

Für diese maximale Induktion sind auch die Hysteresisververluste zu berechnen. Die **primäre Konduktanz** ergibt sich in einfacher Weise, indem man bei einem symmetrischen Dreiphasentransformator die Eisenverluste auf alle drei Phasen gleich verteilt. Es ist somit

$$g_a = \frac{\text{totaler Eisenverlust}}{3\,E_1^{\,2}} \cong \frac{\text{totaler Eisenverlust}}{3\,P_1^{\,2}}.$$

29. Leerlauf eines unsymmetrischen Dreiphasentransformators.

Der Dreiphasentransformator (Fig. 70) mit drei Säulen in einer Reihe ist in Bezug auf die drei Phasen nicht symmetrisch. Die Unsymmetrie kommt aber nur in der Größe der Leerlaufströme der drei Phasen zum Ausdruck. Ist die Primärwicklung in Stern geschaltet, so wird wie im Band I, S. 322 gezeigt ist, in der Wicklung der mittleren Säule die kleinste EMK induziert werden, weil derjenige Teil des Kraftflusses, der sich nicht durch das Eisen, sondern durch die Luft schließt, für diese Säule am kleinsten ist. Die Differenzen zwi-

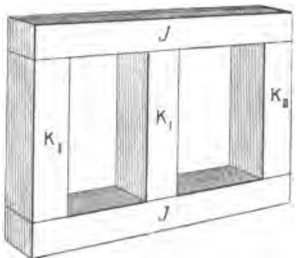


Fig. 70. Dreiphasentransformator mit unsymmetrischem Eisenkörper.

Digitized by Google

schen den in den drei Phasen induzierten EMKe sind aber vernachlässigbar klein. Es wurden z. B. an einem 5 KVA-Transformator der Allgemeinen Elektrizitätsgesellschaft folgende Spannungen (Fig. 74) gemessen:

$$\overline{AC} = 121{,}8 \text{ Volt und } \overline{OA} = 70{,}0 \text{ Volt}$$
$$\overline{CB} = 121{,}8 \quad " \quad " \quad \overline{OB} = 70{,}3 \quad "$$
$$\overline{BA} = 121{,}8 \quad " \quad " \quad \overline{OC} = 70{,}7 \quad "$$

Wir dürfen also annehmen, daß die Kraftflüsse Φ_I, Φ_{II} und Φ_{III} der drei Säulen alle gleich und um 120^0 gegeneinander verschoben sind. Es soll nun gezeigt werden, wie man in einfacher Weise die Magnetisierungsströme der drei Phasen angenähert berechnen kann.

Wir bezeichnen mit aw_1, aw_2 und aw_3 die Amperewindungen einer Phase, die momentan erforderlich sind, um die drei Kraftflüsse Φ_I, Φ_{II} und Φ_{III} von a über C_I, C_{II} bezw. C_{III} nach b zu treiben. Durch Ermittelung des magnetischen Linienintegrales über die geschlossenen magnetischen Kreise $C_I C_{II}$, $C_{II} C_{III}$ und $C_{III} C_I$ des Eisenkörpers (Fig. 71) ergibt sich somit

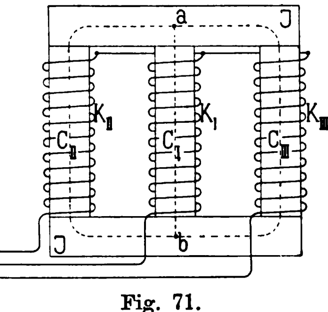


Fig. 71.

$$aw_{I\,a} - aw_{II\,a} = aw_1 - aw_2$$
$$aw_{II\,a} - aw_{III\,a} = aw_2 - aw_3$$
$$aw_{III\,a} - aw_{I\,a} = aw_3 - aw_1$$

wo $aw_{I\,a}$, $aw_{II\,a}$ und $aw_{III\,a}$ die momentan vorhandenen magnetisierenden Amperewindungen der Wicklungen der drei Phasen sind. Da die Primärwicklungen in Stern geschaltet sind, wird

$$aw_{I\,a} + aw_{II\,a} + aw_{III\,a} = 0.$$

Die Amperewindungen aw_1, aw_2 und aw_3 sind mit den Kraftflüssen Φ_1, Φ_2 und Φ_3 in Phase; sie sind somit um 120^0 zeitlich gegeneinander verschoben, und da nicht alle gleich groß sind, so wird $aw_1 + aw_2 + aw_3 \lesseqgtr 0$ sein.

Durch Subtraktion der dritten Gleichung von der ersten erhält man

$$2\,aw_{I\,a} - aw_{II\,a} - aw_{III\,a} = 3\,aw_{I\,a} = 2\,aw_1 - aw_2 - aw_3$$

oder

Digitized by Google

und analog

$$\left.\begin{aligned} aw_{I\,a} &= \frac{2}{3}aw_1 - \frac{1}{3}aw_2 - \frac{1}{3}aw_3 \\ aw_{II\,a} &= \frac{2}{3}aw_2 - \frac{1}{3}aw_3 - \frac{1}{3}aw_1 \\ aw_{III\,a} &= \frac{2}{3}aw_3 - \frac{1}{3}aw_1 - \frac{1}{3}aw_2. \end{aligned}\right\} \quad . \; . \quad (42)$$

Da AW_1, AW_2 und AW_3 in Phase mit Φ_I, Φ_{II} und Φ_{III} sind, so ergeben sich nun in einfacher Weise durch graphische Zusammensetzung, wie Fig. 72 zeigt[1]), die maximalen Amperewindungen

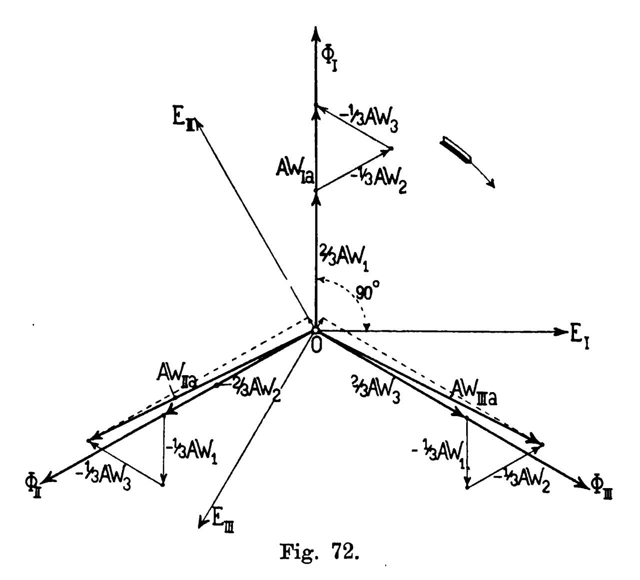


Fig. 72.

der drei Phasen $AW_{I\,a}$, $AW_{II\,a}$ und $AW_{III\,a}$.[2]) Die Amperewindungen AW_1, AW_2 und AW_3 lassen sich in bekannter Weise unter Zugrundelegung des maximalen Kraftflusses berechnen. Trotzdem die Eisenverluste im Transformator vernachlässigt wurden, so sind doch die beiden Phasen II und III nicht wattlos, denn projizieren wir die Vektoren $AW_{II\,a}$ und $AW_{III\,a}$, welche den Stromstärken $J_{II\,a}$ und $J_{III\,a}$ proportional sind, auf die Vektoren E_{II} bezw. E_{III}, so sehen wir, daß die zweite Phase eine positive Leistung hat, die auf die dritte Phase, die eine negative Leistung hat, übertragen wird.

---

[1]) In den Fig. 72 und 73 sind die EMKe E_I, E_{II} und E_{III}, welche zur Überwindung der induzierten EMKe nötig sind, eingezeichnet. Sie eilen dem zugehörigen Kraftfluß um 90° vor.

[2]) Siehe auch R. Goldschmidt, ETZ 1900. S. 991.

Digitized by Google

Treten Verluste im Eisen auf, so werden die Ströme gegen die von ihnen erzeugten Kraftflüsse in der Phase verschoben. Diese Verschiebung ist erstens abhängig von der Sättigung des Eisens, in dem der Kraftfluß fließt, und zweitens von dem magnetischen Widerstande desselben. Die Richtungen der MMKe AW_1, AW_2 und AW_3 fallen jetzt nicht mehr mit Φ_I, Φ_{II} und Φ_{III} zusammen (Fig. 73), sondern eilen um die Winkel $\left(\frac{\pi}{2}-\psi_{a1}\right)$, $\left(\frac{\pi}{2}-\psi_{a2}\right)$ und $\left(\frac{\pi}{2}-\psi_{a3}\right)$ voraus. Die Komponenten $AW_1 \sin\psi_{a1}$, $AW_2 \sin\psi_{a2}$ und

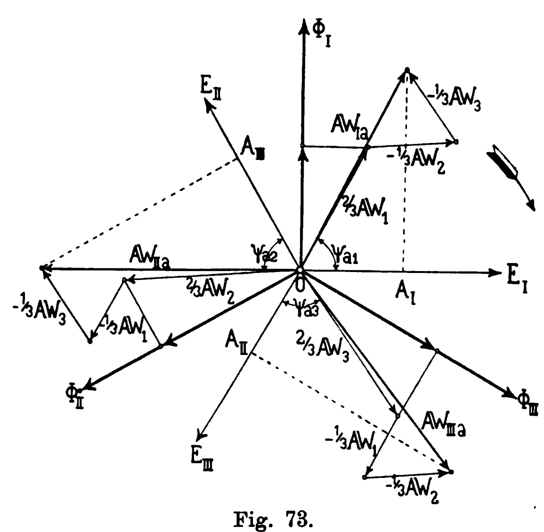


Fig. 73.

$AW_3 \sin\psi_{a3}$ entsprechen den Magnetisierungsströmen für die drei Schenkel zwischen a und b (Fig. 71) mit den magnetischen Widerständen R, R' und R''.

Es ist

$$\left.\begin{aligned} AW_1 \sin\psi_{a1} &= \frac{\Phi_I}{\sqrt{2}R} \\ AW_2 \sin\psi_{a2} &= \frac{\Phi}{\sqrt{2}R'} \\ \text{und}\qquad AW_3 \sin\psi_{a3} &= \frac{\Phi}{\sqrt{2}R''} \end{aligned}\right\} \quad \ldots \ldots \quad (43)$$

$AW_1 \cos\psi_{a1}$, $AW_2 \cos\psi_{a2}$ und $AW_3 \cos\psi_{a3}$ geben uns ein Maß für die Eisenverluste. Man berechnet die Verluste für die drei Eisenvolumen zwischen a und b der Fig. 71. Für den Schenkel I erhält man den Eisenverlust W_{eI}; es ist dann

Digitized by Google

$$AW_1 \cos \psi_{a1} = w_1 \frac{W_{eI}}{E_1^{\,2}}$$

ebenso

$$AW_2 \cos \psi_{a2} = w_1 \frac{W_{eII}}{E_1^{\,2}} \qquad \ldots\ldots \quad (44)$$

und

$$AW_3 \cos \psi_{a3} = w_1 \frac{W_{eIII}}{E_1^{\,2}}$$

Diese Größen, in die Fig. 73 eingetragen, ergeben uns die Amperewindungen AW_1, AW_2 und AW_3, die wieder durch graphische Zusammensetzung nach den Formeln 41 die Amperewindungen $AW_{I\,a}$ $AW_{II\,a}$ und $AW_{III\,a}$ der einzelnen Phasen unter Berücksichtigung der Eisenverluste ergeben.

Die Projektionen OA dieser Amperewindungen auf die zugehörigen EMKe stellen uns ein Maß für die Leistung der betreffenden Phasen dar.

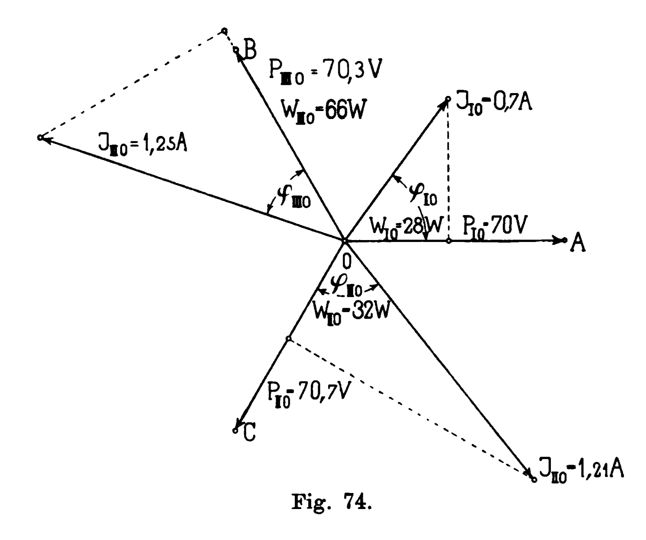


Fig. 74.

Die in Fig. 74 eingezeichneten Vektoren entsprechen den wirklichen Verhältnissen eines 5 KVA-Transformators.

Wir sehen hieraus, daß die drei Ströme eines unsymmetrischen Dreiphasentransformators alle verschieden sind und alle verschiedene Leistungen der einzelnen Phasen bedingen.

Da die drei Schenkel den gleichen Eisenverlust haben, können wir uns vorstellen, daß sich über den Effekt, der jedem Schenkel zur Deckung der Eisenverluste zugeführt wird, ein zweiter Effekt lagert, der von einer Phase auf die anderen übertragen wird.

Digitized by Google

30. Symmetrische Belastung eines Dreiphasentransformators.

Schließt man die drei Klemmen eines symmetrischen oder unsymmetrischen Dreiphasentransformators kurz, so wird dieser primär in allen drei Phasen denselben Strom und dieselbe Leistung aufnehmen; denn alle Phasen haben primär und sekundär dieselbe Windungszahl und eben darauf beruht bei Kurzschluß das Verhältnis zwischen den primären und sekundären Strömen. Der Magnetisierungsstrom ist bei Kurzschluß höchstens 1 pro Mille des totalen Sromes; es kann also durch eine Unsymmetrie des Eisenkörpers nie eine merkbare Ungleichkeit zwischen den Strömen der drei Phasen entstehen.

Aus dem Kurzschlußversuch eines Dreiphasentransformators ergibt sich also in gleicher Weise wie beim Einphasentransformator das Kurzschlußdiagramm; dies bezieht sich hier nur auf eine Phase. Ist der totale Verlust bei Kurzschluß W_k und die primäre Kurzschlußspannung pro Phase P_{1k} so wird

$$r_k = \frac{W_k}{3 \cdot J_{1k}^2} \quad \ldots \ldots \ldots \quad (45)$$

und

$$x_k = \sqrt{\left(\frac{P_{1k}}{J_{1k}}\right)^2 - r_k^2} \quad \ldots \ldots \quad (46)$$

Was die Berechnung der Reaktanz eines Dreiphasentransformators anbetrifft, so geschieht dies in derselben Weise wie beim Einphasentransformator und bezieht sich natürlich nur auf eine Phase. Solange ein Dreiphasentransformator symmetrisch belastet ist, tritt in allen Phasen der gleiche Spannungsabfall auf, gleichgültig, ob die Primär- und Sekundärwicklungen in Stern oder Dreieck geschaltet sind.

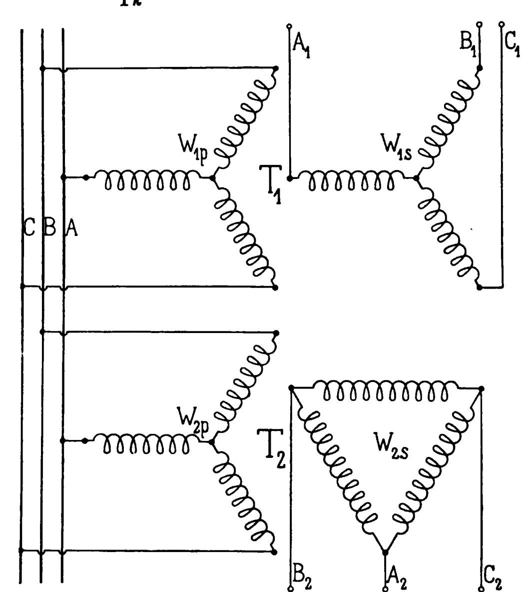


Fig. 75a und b. Normale und gemischte Schaltung von Dreiphasentransformatoren.

Digitized by Google

Hat man sekundär dieselbe Schaltung wie primär, d. h. beide Wicklungen in Stern oder Dreieck geschaltet, so kann man die Schaltung **normal** heißen, im anderen Falle haben wir eine **gemischte** Schaltung.

Bei den symmetrischen Transformatoren mit normaler Schaltung (Fig. 75a) wird ein zwischen zwei sekundären Klemmen geschaltetes Voltmeter eine Spannung zeigen, die sich zu der entsprechenden primären verhält wie die Windungszahlen; also

$$\frac{P_{l1}}{P_{l2}} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{w_1}{w_2}$$

wie bei den Einphasentransformatoren.

Hat man dagegen eine gemischte Schaltung (Fig. 75b), so wird eine Phasenspannung P einer verketteten Spannung P_l entsprechen und somit

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{w_1}{w_2}, \text{ während } \frac{P_{l1}}{P_{l2}} = \begin{cases} \dfrac{w_1}{\sqrt{3}w_2} \\ \text{oder } \dfrac{w_1\sqrt{3}}{w_2} \end{cases} \quad . \quad . \quad (47)$$

In jedem Falle wird aber das Verhältnis der Klemmenspannungen bei Leerlauf ebenso wie bei Einphasentransformatoren das Übersetzungsverhältnis genannt.

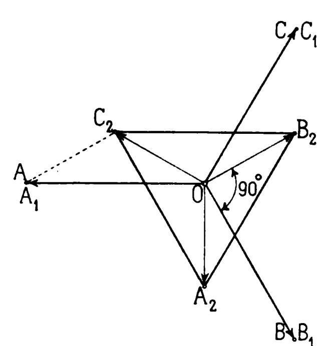


Fig. 76. Potentialdiagramm eines Dreiphasentransformators.

Während bei normaler Schaltung die sekundären Klemmenspannungen, z. B. $\overline{A_1 B_1}$ (Fig. 76) mit den primären Spannungen $\overline{AB}$ in Phase sind, wenn man vom Vorzeichen absieht, so sind bei gemischter Schaltung die sekundären Spannungen um 90^0 gegen die primären verschoben, was aus dem Potentialdiagramm Fig. 76 hervorgeht, denn eine Phasenspannung, z. B. OA_1, entspricht in dem Falle einer verketteten Spannung $\overline{B_2 C_2}$. Hieraus folgt, daß zwei Transformatoren T_1 und T_2 (Fig. 75), von welchen der eine normal und der andere gemischt geschaltet ist, nicht parallel geschaltet werden dürfen, weil die Klemmenspannungen dieser beiden Transformatoren nicht in Phase gebracht werden können.

Digitized by Google

31. Unsymmetrische Belastung eines Dreiphasentransformators.

Wir haben bei Einphasentransformatoren zur Speisung von Dreileiternetzen gesehen, daß der Spannungsabfall in den beiden Netzhälften bei unsymmetrischer Belastung in hohem Grade von der Schaltung der primären Wicklung abhängt. Dasselbe ist hier bei den Dreiphasentransformatoren der Fall.

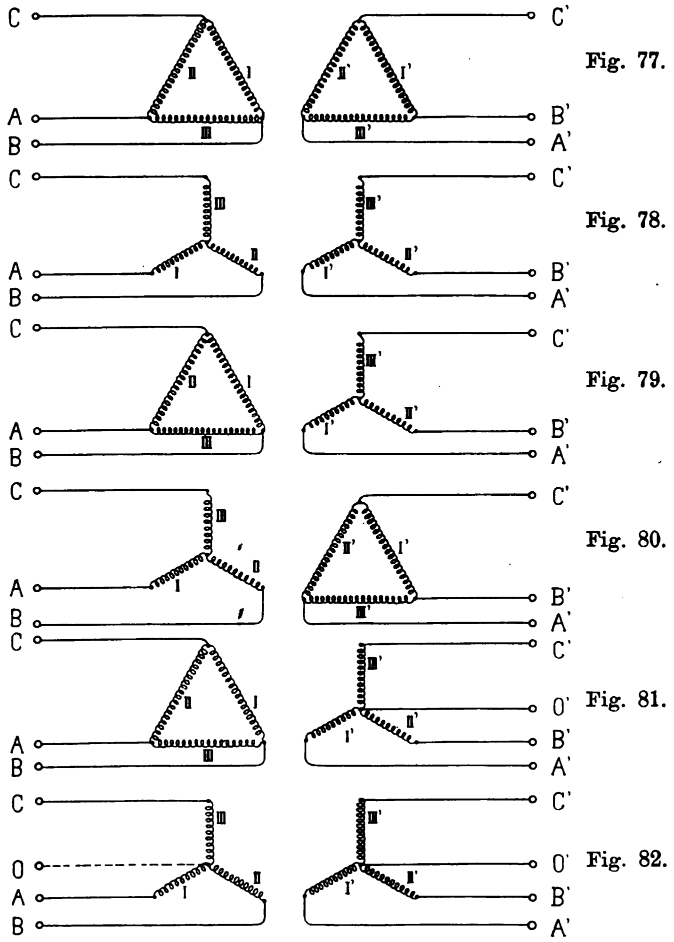


Fig. 77 bis 82. Verschiedene Schaltungsarten für Dreiphasentransformatoren.

Eine ungleiche Belastung der Phasen stellt sich im allgemeinen nur bei Beleuchtungsanlagen ein, so daß es genügt, die Transformatorschaltungen zu betrachten, die bei solchen zur Anwendung

Digitized by Google

kommen; diese sind in Fig. 77 bis 82 dargestellt. Wir betrachten auch hier die Belastung als Superposition der Zustände bei Leerlauf und Kurzschluß und schließen deswegen eine Phase kurz, um den Einfluß des Kurzschlußstromes auf die Spannungen aller Phasen zu studieren.

a) Primär und sekundär Dreieckschaltung. Wir fangen mit der Schaltung (Fig. 77) an und schließen die Klemmen B' und C' kurz. Die Differentialgleichungen der drei Phasen primär und sekundär lauten für diesen Kurzschlußzustand

$$p_{I1} = i_{I1} r_1 + S_1 \frac{d i_{I1}}{dt} + \frac{w_1}{w_2} \Delta M \frac{d i_{Ia}}{dt} + \frac{w_1}{w_2} M \frac{d(2 i_{Ia} - i_{IIa} - i_{IIIa})}{dt} \quad \text{(a)}$$

$$p_{II1} = i_{II1} r_1 + S_1 \frac{d i_{II1}}{dt} + \frac{w_1}{w_2} \Delta M \frac{d i_{IIa}}{dt} + \frac{w_1}{w_2} M \frac{d(2 i_{IIa} - i_{IIIa} - i_{Ia})}{dt} \quad \text{(b)}$$

$$p_{III1} = i_{III1} r_1 + S_1 \frac{d i_{III1}}{dt} + \frac{w_1}{w_2} \Delta M \frac{d i_{IIIa}}{dt} + \frac{w_1}{w_2} M \frac{d(2 i_{IIIa} - i_{Ia} - i_{IIa})}{dt} \quad \text{(c)}$$

$$0 = i'_{I2} r_2' + S_2' \frac{d i'_{I2}}{dt} + \frac{w_1}{w_2} \Delta M \frac{d i_{Ia}}{dt} + \frac{w_1}{w_2} M \frac{d(2 i_{Ia} - i_{IIa} - i_{IIIa})}{dt} \quad \text{(d)}$$

$$0 = p'_{II2} + i'_{II2} r_2' + S_2' \frac{d i'_{II2}}{dt} + \frac{w_1}{w_2} \Delta M \frac{d i_{IIa}}{dt} + \frac{w_1}{w_2} M \frac{d(2 i_{IIa} - i_{Ia} - i_{IIIa})}{dt} \quad \text{(e)}$$

$$0 = p'_{III2} + i'_{III2} r'_2 + S'_2 \frac{d i'_{III2}}{dt} + \frac{w_1}{w_2} \Delta M \frac{d i_{IIIa}}{dt} + \frac{w_1}{w_2} M \frac{d(2 i_{IIIa} - i_{Ia} - i_{IIa})}{dt} \quad \text{(f)}$$

Hierin bedeutet

$$i_{Ia} = i_{I1} + i'_{I2}, \qquad i_{IIa} = i_{II1} + i'_{II2}$$

und

$$i_{IIIa} = i_{III1} + i'_{III2}.$$

r_1, S_1, r_2' und S_2' beziehen sich alle nur auf eine Phase. Diese Gleichungen gelten für die Stromkreise (Fig. 83), und zwar gilt die Gleichung (a) für den Kreis BB^0DEC^0C, die Gleichung (b) für den Kreis $CFEOA$, die Gleichung (c) für den Kreis $AODGB$, die Gleichung (d) für den Kreis $B^0DEC^0B^0$, die Gleichung (e) für den Kreis $C'OEFA'$ und die Gleichung (f) für den Kreis $A'GDOB'$. $p'_{II2} = p_{III2}$ ist die Spannung zwischen der Klemme A' und den beiden kurz geschlossenen Klemmen B' und C'.

Da in dem Stromkreis DEA bei Kurzschluß wenig Strom fließt, so läßt sich die Schaltung auf die in Fig. 84 vereinfachte reduzieren. Aus dieser folgt direkt, daß bei Kurzschluß der Phase I $^2/_3$ des Kurzschlußstromes J_2' durch die Phase I, während $^1/_3$ durch die

Digitized by Google

beiden anderen Phasen, die hintereinander geschaltet sind, fließt, und zwar sind diese beiden Ströme in Phase miteinander.

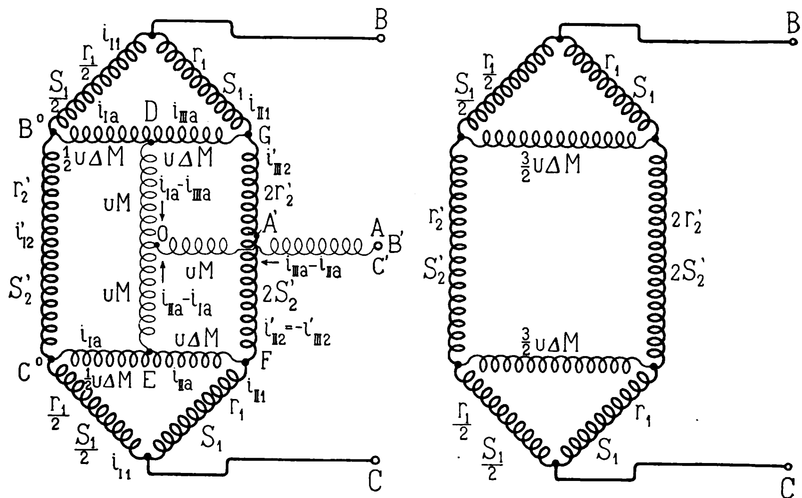


Fig. 83. Schaltungsschema für den unsymmetrischen kurzgeschlossenen Dreiphasentransformator Fig. 77.

Fig. 84. Vereinfachte Schaltung zu Fig. 83.

Lagern wir nun über diesen Zustand den Leerlaufzustand, so ändert sich trotz des Hinzukommens des Leerlaufstromes die Stromverteilung in den drei Phasen nur ganz wenig. Wir haben deswegen die in Fig. 85 gezeigte Stromverteilung; diese ist primär und sekundär dieselbe, so daß in keiner Phase eine Reaktanzspannung entsprechend ΔM entstehen kann.

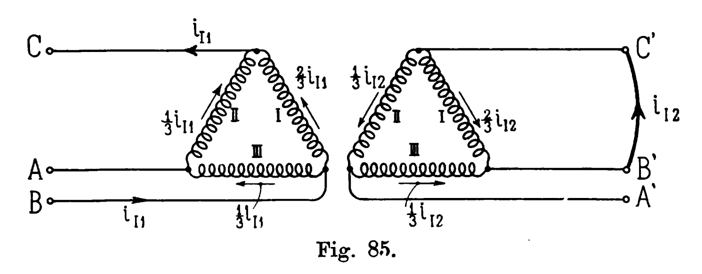


Fig. 85.

Bei Konstanthaltung der Primärspannung erhält man somit die aus den Spannungsdreiecken (Fig. 86) sich ergebenden Spannungsabfälle bei induktionsfreier Belastung. Das erste Dreieck ABC gibt die Primärspannungen, das zweite $A^0B^0C^0$ die in der Primär- und Sekundärwicklung induzierten EMKe und das dritte $A'B'C'$ die auf das Primärsystem reduzierten Sekundärspannungen an.

Digitized by Google

Sowohl in der primären wie in der sekundären Wicklung verschieben sich nur die Potentiale derjenigen Klemmen, zwischen denen die Belastung eingeschaltet ist.

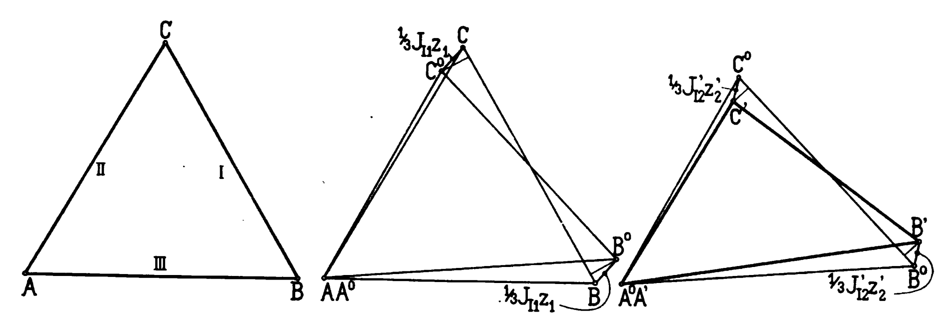


Fig. 86. Induktionsfreie Belastung einer Phase eines in Dreieck geschalteten Transformators.

Der Spannungsabfall ist für Phase I nur $^2/_3$ von dem, den man bei symmetrischer Belastung des Transformators erhält.

Für die eine der beiden anderen Phasen (hier II) erhält man einen Spannungsabfall und für die Phase III eine Spannungserhöhung. Die Größe dieser Spannungsänderungen hängt von der Kurzschlußimpedanz

$$Z_k = r_k - j x_k,$$

die man beim Kurzschließen aller drei Phasen bestimmt, und dem sekundären Phasenverschiebungswinkel φ_2 ab.

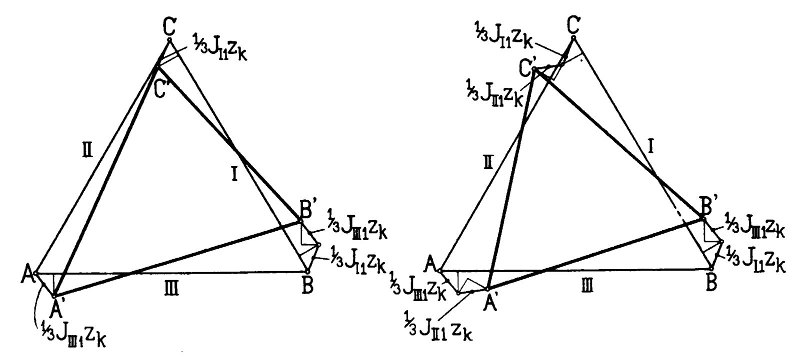


Fig. 87. Induktionsfreie Belastung zweier Phasen eines in Dreieck geschalteten Transformators.

Fig. 88. Symmetrische und induktionsfreie Belastung eines in Dreieck geschalteten Transformators.

Werden zwei Phasen (I und III) unter Anwendung der Schaltung (Fig. 77) induktionsfrei voll belastet, während die dritte (II) unbelastet bleibt, so erhalten wir in den drei Phasen Spannungsabfälle,

Digitized by Google

die sich durch graphische Zusammensetzung (Fig. 87) der von jeder Phase bedingten Spannungsabfälle ergeben.

Wir sehen somit, daß die Schaltung (Fig. 77) bei unsymmetrischer Belastung immer für die belasteten Phasen kleinere Spannungsabfälle ergibt, als bei symmetrischer Belastung (Fig. 88), wenn die größte Belastung einer Phase in beiden Fällen dieselbe ist. Die Spannungsdifferenz zwischen den einzelnen Phasen kann aber bei unsymmetrischer Belastung größer ausfallen als bei symmetrischer, weil die Spannung einer Phase sich erhöhen kann, während die einer anderen Phase sinkt. Die hierdurch entstehende Potentialdifferenz wächst, wie aus den Fig. 86 und 87 ersichtlich ist, mit der Kurzschlußreaktanz x_k.

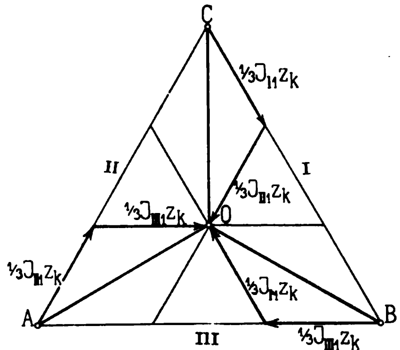


Fig. 89. Symmetrisch kurzgeschlossener Transformator in Dreieckschaltung.

Schließt man alle drei Sekundärklemmen des Dreiphasentransformators (Fig. 77) kurz, so erhält man das Potentialdiagramm (Fig. 89). Da $J_{I1} = J_{II1} = J_{III1} = J_{1k}$, so werden die Seiten des Spannungsdreiecks alle gleich groß und zwar $\overline{AB} = \overline{BC} = \overline{BA} = P_{1k} = J_{1k}\, z_k$. Die Kurzschlußspannung ist somit auch bei dem Dreiphasentransformator für die Spannungsänderung zwischen den Sekundärklemmen von Leerlauf bis Vollast maßgebend.

b) Primär und sekundär Sternschaltung (Fig. 78). Haben wir primär und sekundär Sternschaltung und schließen wir z. B. wie in Fig. 90 die sekundären Phasen II′ und III′ kurz oder belasten sie, so bleibt nicht nur Phase I′, sondern auch die primäre Phase I stromlos, wenn man vom Leerlaufstrom absieht, denn die Streuinduktion der Primärwicklung der Phase I in Bezug auf die Sekundärwicklungen II′ und III′ ist viel zu groß, als daß I auf II′ und III′ Energie übertragen könnte.

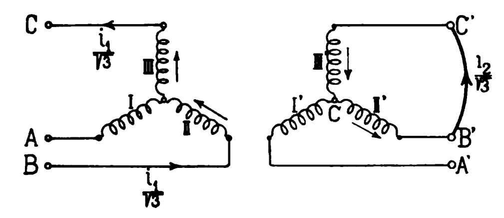


Fig. 90. Unsymmetrisch kurzgeschlossener Transformator in Sternschaltung.

Auch hier fließen also primär und sekundär in allen Wicklungen äquivalente Ströme, so daß keine Reaktanzspannung entsprechend $\varDelta M$ in irgend einer Phase entstehen kann.

Digitized by Google

Bei Konstanthaltung der Primärspannung bleibt das Potential einer Klemme unverändert und nur die Potentiale der beiden anderen Klemmen, zwischen denen die Belastung liegt, nähern sich einander, wie aus den Spannungsdreiecken (Fig. 91) hervorgeht.

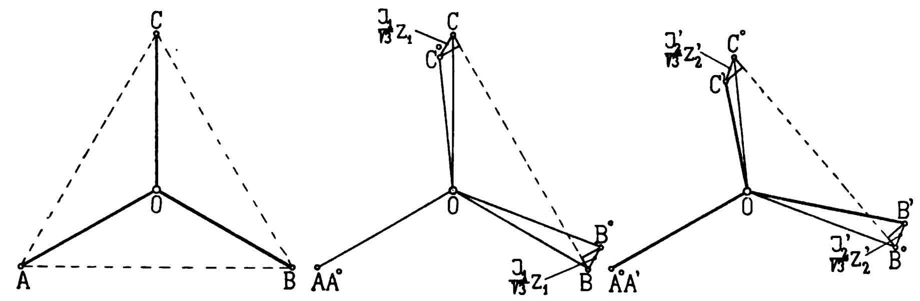


Fig. 91. Induktionsfreie Belastung einer Phase eines in Stern geschalteten Transformators.

Für den Fall, daß beide Wicklungen in Stern geschaltet sind, kann der Dreiphasentransformator durch das äquivalente Schema (Fig. 92) ersetzt werden.

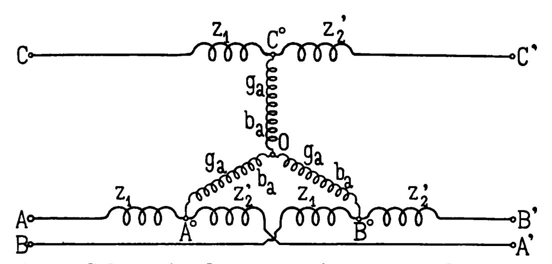


Fig. 92. Äquivalentes Schema für den normal in Stern geschalteten Transformator.

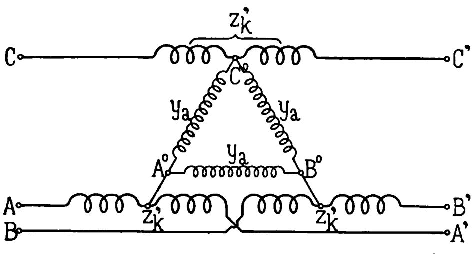


Fig. 93. Äquivalentes Schema für den normal in Dreieck geschalteten Transformator.

Durch Anordnung der primären und sekundären Wicklungen in Dreieck ergibt sich dieselbe äquivalente Stromverteilung und derselbe Spannungsabfall wie bei Sternschaltung, so daß ein Transformator mit Dreieckschaltung sich durch die äquivalente Schaltung (Fig. 93) ersetzen läßt.

Digitized by Google

Die Impedanz z_k' dieser Schaltung ist gleich einem Drittel der bei Kurzschluß aller Phasen gemessenen Impedanz z_k, weil die Impedanzen der äquivalenten Schaltung in Stern und nicht in Dreieck geschaltet sind.

c) Primär Dreieckschaltung, sekundär Sternschaltung (Fig. 79). Durch sekundäre Belastung zweier Phasen des Transformators Fig. 79 mit Primärwicklung in Dreieck und Sekundärwicklung in Stern, entsteht die in Fig. 94 eingezeichnete Stromverteilung,

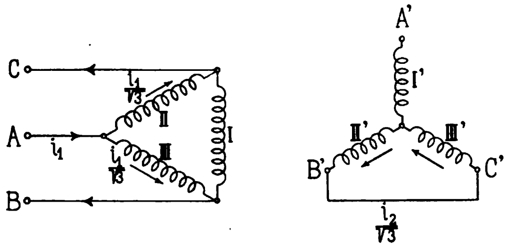


Fig. 94. Stromverteilung beim Dreiphasentransformator mit gemischter Schaltung nach Fig. 79.

weil auch hier die Phase I primär wegen der großen Streuinduktion entsprechend $\triangle M$ keine Energie auf die beiden anderen Phasen übertragen kann. Die Ströme in den Phasen II und III der Primärwicklung sind in Phase miteinander. Für diese Schaltung ergeben sich somit die Spannungsdiagramme Fig. 95a, b

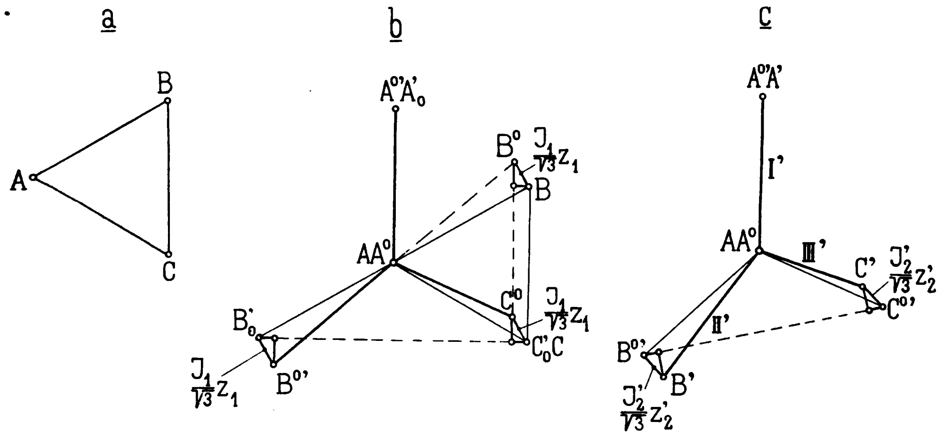


Fig. 95. Spannungsdiagramme für gemischte Schaltung eines Transformators nach Fig. 79.

und c. Bei Leerlauf erhält man sekundär das Spannungsdreieck $A'B'C'$ entsprechend dem primären Spannungsdreieck ABC.

Bei Belastung der Phasen II und III sekundär werden in den Phasen der Primärwicklung EMKe induziert, die sich aus dem

Digitized by Google

Spannungsdreieck $A^0 B^0 C^0$ ergeben. Für die Sekundärwicklung ergeben sich die induzierten EMKe aus dem mit $A^0 B^0 C^0$ indentischen Spannungsdreieck $A^{0'} B^{0'} C^{0'}$ und die Sekundärspannungen sind durch das Dreieck $A' B' C'$ Fig. 95c gegeben. Man sieht somit, daß auch in diesem Falle, wo die Schaltung eine gemischte ist, primär und sekundär in allen Wicklungen äquivalente Ströme fließen, und daß nur die Potentiale derjenigen Klemmen, zwischen denen die Belastung eingeschaltet ist, sich verschieben. Es folgt hieraus, daß auch ein Transformator mit dieser Schaltung der Wicklungen durch das äquivalente Schema Fig. 93 ersetzt werden kann. Die Impedanz z_k' ist gleich einem Drittel der bei Kurzschluß aller Phasen gemessenen Impedanz.

d) Primär Sternschaltung, sekundär Dreieckschaltung (Fig. 80). Das für die Schaltung Fig. 79 Gesagte gilt auch für die Schaltung Fig. 80; nur ist hier die Impedanz z_k gleich der bei Kurzschluß aller Phasen gemessenen Impedanz.

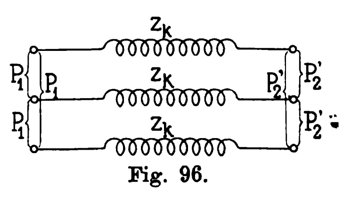


Fig. 96.

Wir haben somit nachgewiesen, daß die vier Schaltungen Fig. 77, 78, 79 und 80 in ihrer Wirkungsweise gleich sind, und sie können alle, wenn man von dem Leerlaufstrome absieht, durch das einfache Schema Fig. 96 ersetzt werden, welches drei in die Leitungen eingeschaltete Impedanzen z_k darstellt.

Die Dreieckschaltung ist im allgemeinen der Sternschaltung vorzuziehen; denn selbst wenn eine Phase bei der ersten Schaltung unfreiwillig unterbrochen oder ausgeschaltet wird, bleiben alle drei Leitungen unter Spannung. Hieraus folgt, daß bei Dreieckschaltungen Störungen im Betrieb weniger zu befürchten sind. Andererseits besitzt die Sternschaltung den Vorteil, daß die Phasenspannung bei gegebener Klemmenspannung $\sqrt{3}$ mal kleiner ausfällt als bei Dreieckschaltung. Aus dem Grunde ist die Sternschaltung bei Hochspannungstransformatoren der Dreieckschaltung vorzuziehen, da man bei der ersten weniger Isolationsmaterial und günstigere Drahtdimensionen erhält.

e) Primär Dreieckschaltung, sekundär Sternschaltung mit Mittelleiter. Wir gehen nun zu der Schaltung Fig. 81 über, die den Vorteil hat, daß man eine Spannung für Licht und eine $\sqrt{3}$ mal höhere für Motoren hat, was in vielen Fällen bei elektrischen Zentralen von Vorteil ist. Hier liegt ganz dieselbe Aufgabe vor, die wir bei dem Einphasentransformator zur Speisung von Dreileiternetzen abgeleitet haben. Auch hier kann, wie Fig. 97 zeigt, nur in der einen Phase (I) der Sekundärwicklung ein Strom

Digitized by Google

fließen, wobei die hintereinander geschalteten Primärwicklungen der Phase II und III der Primärwicklung der Phase I parallel geschaltet sind. Das beim Einphasentransformator abgeleitete Resultat läßt sich also hier verwerten, und es lautet:

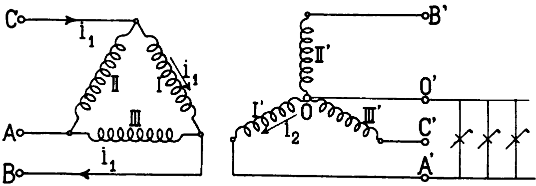


Fig. 97. Stromverteilung beim Dreiphasentransformator mit gemischter Schaltung nach Fig. 81.

Die Belastung einer Phase des sekundären Vierleiternetzes bewirkt bei Dreieckschaltung der Primärwicklung nur einen Spannungsabfall der belasteten Phase, und zwar ist dieser fast ebenso groß wie der Spannungsabfall, der sich bei symmetrischer Belastung aller Phasen einstellt. Die Spannung an den Klemmen der unbelasteten Phasen bleibt von Leerlauf bis Vollbelastung der Phase I konstant. Bei dieser Schaltung verhalten sich die einzelnen Phasen beinahe so, als ob sie voneinander ganz unabhängig wären. Der maximale Spannungsabfall einer Phase hängt lediglich von der Belastung dieser Phase selbst ab. Hierbei ist natürlich der Spannungsabfall im neutralen Leiter nicht mit in Betracht gezogen.

Ein Transformator mit dieser Schaltung kann deswegen durch das Schema Fig. 98 ersetzt werden.

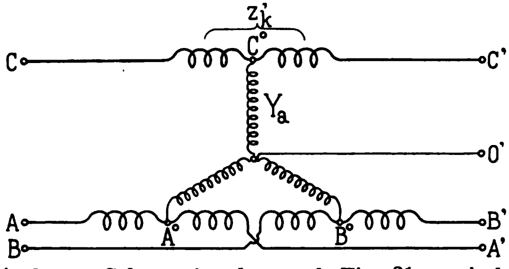


Fig. 98. Äquivalentes Schema für den nach Fig. 81 gemischt geschalteten Transformator.

W e n n d e r n e u t r a l e L e i t e r r e i c h l i c h d i m e n s i o n i e r t w i r d, ist die Schaltung Fig. 81 günstiger als die vier Schaltungen Fig. 77 bis 80; denn bei der Schaltung Fig. 81 kann bei unsymmetrischer Belastung keine größere Differenz zwischen den Phasenspannungen entstehen als bei

Digitized by Google

symmetrischer Belastung, wenn in beiden Fällen die maximale Belastung einer Phase dieselbe ist. Für die vier Schaltungen Fig. 77 bis 80 ist das aber nicht der Fall, wenn die Kurzschlußreaktanz x_k groß ist.

f) Primär Sternschaltung und sekundär Sternschaltung mit Mittelleiter (Fig. 82). Diese Schaltung ist praktisch unbrauchbar; denn belastet man sekundär eine Phase, so fliessen primär Ströme durch die Wicklung aller Phasen. Hier sind somit primär und sekundär die Phasenströme nicht äquivalent, so daß die $\triangle M$ entsprechende Reaktanzspannung die Spannung der belasteten Phase verkleinert und die Spannung einer der beiden andern Phasen erhöht. Dieser Schaltung entspricht die Schaltung Fig. 55 für Einphasendreileiternetze, die auch nicht zu gebrauchen ist. Man kann die dort durchgeführte Rechnung hier zur Anwendung bringen. Nur durch Ziehung des neutralen Leiters primär kann die Schaltung brauchbar gemacht werden. Vier Leiter in dem Primärnetz verteuern aber die Anlage unnötig.

Alles was hier für Dreiphasentransformatoren über unsymmetrische Belastung gesagt worden ist, gilt auch für drei Einphasentransformatoren, die zur Transformierung von Dreiphasenströmen dienen. Der einzige Unterschied ist nur der, daß in diesem letzten Falle $\triangle M$ viel größer ist als bei den Dreiphasentransformatoren.

Wünscht man in einem Dreiphasenvierleiternetz den neutralen Leiter nicht zum Transformator zurückzuführen, weil er ziemlich weit vom Beleuchtungsgebiet entfernt ist, so kann man auch hier, wie in Einphasendreileiteranlagen, Ausgleichtransformatoren mit nur einer Wicklung aufstellen, an dessen neutralem Punkt der neutrale Leiter angeschlossen wird. Da aber bei den Dreiphasentransformatoren die Wicklung jeder Phase auf einem besonderen Kern angebracht werden muß, so ist bei diesen der Spannungsausgleich zwischen den einzelnen Phasen weniger wirksam als bei den Einphasenausgleichtransformatoren, wo die beiden Hälften der Wicklung auf einer Säule angeordnet werden können.

32. Kurzschluß- und Leerlaufdiagramm eines Dreiphasentransformators.

(Prozentuale Strom- und Spannungsänderung.)

Bei symmetrischer Belastung eines Dreiphasentransformators verhält sich jede Phase wie ein Einphasentransformator. Die für den Einphasenstrom abgeleiteten Leerlauf- und Kurzschlußdiagramme (Fig. 41 und 43) können direkt auf symmetrisch belastete Dreiphasentrans-

Digitized by Google

formatoren angewandt werden. Dasselbe gilt auch für Dreiphasentransformatoren, deren Primärwicklungen in Dreieck geschaltet sind und welche sekundär Sternschaltung mit neutralem Leiter besitzen; denn bei diesen Transformatoren hat die Belastung einer Phase fast keinen Einfluß auf die Ströme und Spannungen der übrigen Phasen. Wir werden deswegen im folgenden nur die Leerlauf- und Kurzschlußdiagramme unsymmetrisch belasteter Dreiphasentransformatoren betrachten, die zur Speisung von Dreileiternetzen dienen.

a) Kurzschlußdiagramm (prozentuale Spannungsänderung). Dieses Diagramm dient zur Bestimmung der prozentualen Änderung

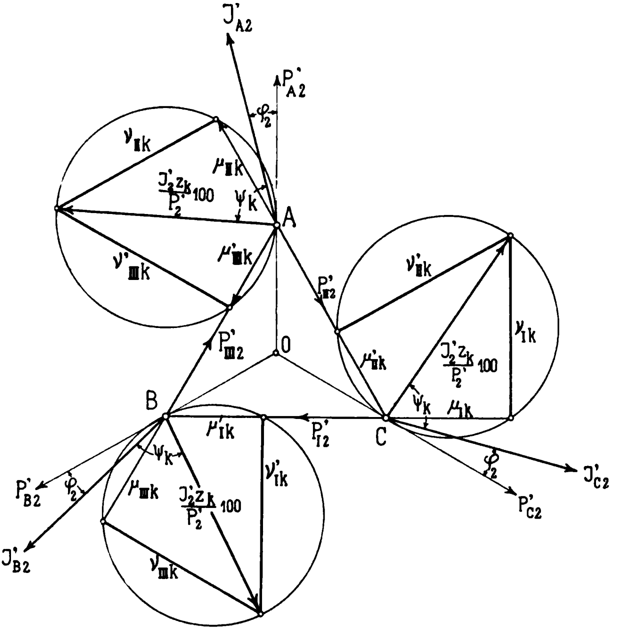


Fig. 99. Bestimmung der prozentualen Spannungsänderung für einen symmetrisch belasteten Dreiphasentransformator (Kurzschlußdiagramm).

der Primärspannungen, wenn die Sekundärspannungen von Leerlauf bis Belastung konstant gehalten werden. Diese prozentuale Spannungsänderung ist fast genau gleich der Spannungsänderung, die an den Sekundärklemmen auftritt, wenn die Primärspannungen konstant gehalten werden.

Das Kurzschlußdiagramm eines Dreiphasentransformators ergibt sich direkt aus dem eines Einphasentransformators (s. S. 52). Wir haben aber hier drei sekundäre Klemmenspannungen, deren Richtungen wir durch die drei Seiten P'_{I2}, P'_{II2} und P'_{III2} eines gleich-

Digitized by Google

seitigen Dreieckes (Fig. 99) darstellen. Bei symmetrischer Belastung werden alle Linienströme J_A, J_B und J_C gleich groß und schließen mit den Phasenspannungen P'_{A2}, P'_{B2} und P'_{C2} alle den gleich großen Winkel φ_2 ein. Jeder dieser Linienströme macht eine Verschiebung des Potentiales der Primärklemmen um $J_2' z_k$ von Leerlauf bis Belastung erforderlich. Wir tragen deswegen unter dem Winkel ψ_k zu den Linienströmen die Impedanzspannungen $\frac{J_2' z_k}{P_2'} 100$ in Prozenten der sekundären Klemmenspannungen P_2' auf. Über

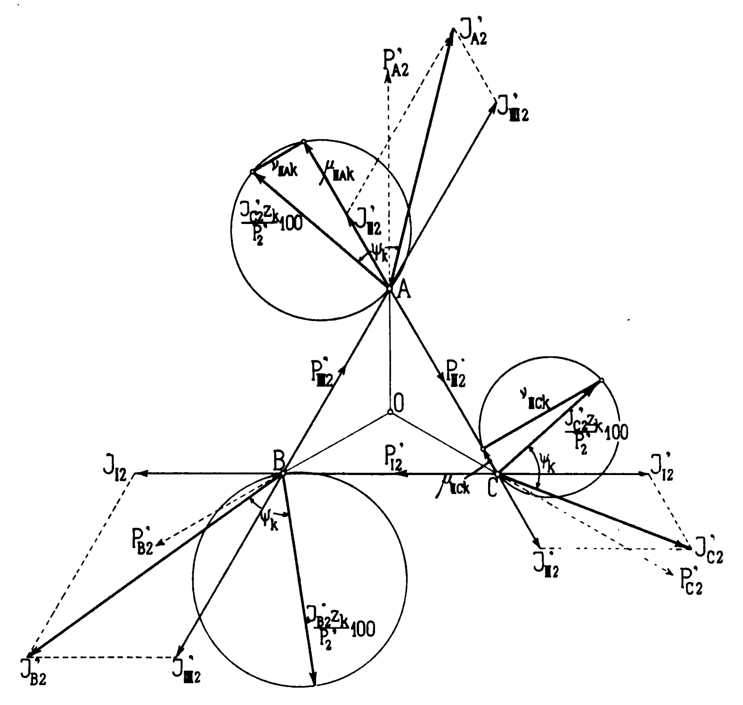


Fig. 100. Bestimmung der prozentualen Spannungsänderung für einen unsymmetrisch belasteten Dreiphasentransformator.

diese als Durchmesser beschreiben wir einen Kreis und ermitteln die Strecken μ_k und ν_k, welche die drei Klemmenspannungen in diesen Kreisen ergeben. $J_2' z_k$ ist hier die Kurzschlußspannung pro Phase und also bei symmetrischer Belastung gleich P_{1k}, wo P_{1k} die Klemmenspannung bei Kurzschluß bedeutet. Die Richtung jeder Klemmenspannung schneidet eine Strecke μ_k und eine Strecke ν_k aus zwei Kreisen heraus; wir erhalten somit als prozentuale Änderung der Spannung zwischen den Primärklemmen von Leerlauf bis Belastung

$$\varepsilon_I {}^0/_0 = \varepsilon_{II} {}^0/_0 = \varepsilon_{III} {}^0/_0 = \pm \mu_k \pm \mu'_k + \frac{(\nu_k + \nu_k')^2}{200} \; . \quad (48)$$

Wird der Transformator unsymmetrisch belastet, so ermittelt man zuerst, wie Fig. 100 zeigt, die Linienströme J'_{A2}, J'_{B2} und J'_{C2}, indem man je zwei der drei Belastungsströme J'_{I2}, J'_{II2} und J'_{III2} geometrisch addiert.

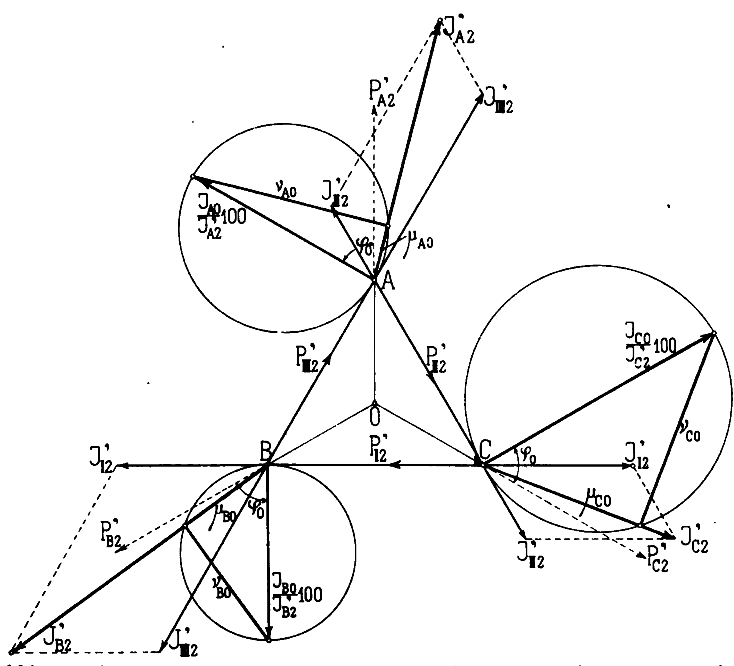


Fig. 101. Bestimmung der prozentualen Stromänderung für einen symmetrischen und unsymmetrisch belasteten Dreiphasentransformator (Leerlaufdiagramm).

Dem Kurzschlußdiagramm Fig. 100 ist eine unsymmetrische induktionsfreie Belastung zu Grunde gelegt; es fallen also in dieser Figur die Belastungsströme mit den Richtungen der betreffenden Klemmenspannungen P'_{I2}, P'_{II2} und P'_{III2} zusammen. Unter dem Winkel ψ_k zu den Linienströmen tragen wir nun die Impedanzspannungen $\frac{J'_{A2}\, z_k}{P_2'} \cdot 100$ in Prozenten der sekundären Klemmenspannungen auf. Über diese als Durchmesser beschreiben wir wieder Kreise und erhalten die prozentualen Änderungen der Primärspannungen. Für die Phase II z. B. ist diese Änderung gleich

$$\varepsilon_{II} {}^0/_0 = \mu_{IIAk} - \mu_{IICk} + \frac{(\nu_{IIAk} + \nu_{IICk})^2}{200} \, .$$

Digitized by Google

b) Leerlaufdiagramm (prozentuale Stromänderung). Bei Leerlauf nehmen alle Phasen eines symmetrischen Dreiphasentransformators gleich große Leerlaufströme auf, die um 120° gegenseitig in Phase verschoben sind. Diese können durch drei Vektoren J_{A0}, J_{B0} und J_{C0}, die mit den Richtungen der Phasenspannungen den Phasenverschiebungswinkel φ_0 bei Leerlauf einschließen, dargestellt sein.

Wird der Transformator unsymmetrisch belastet, so ermittelt man in gleicher Weise wie oben die Linienströme J'_{A2}, J'_{B2} und J'_{C2} aus den drei Belastungsströmen J'_{I2}, J'_{II2} und J'_{III2}. Unter dem

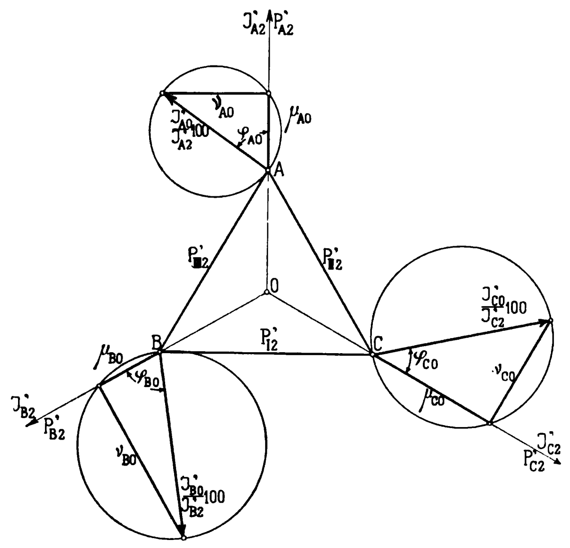


Fig. 102. Bestimmung der prozentualen Stromänderung für einen unsymmetrischen und symmetrisch belasteten Dreiphasentransformator.

Winkel φ_0 zu den Phasenspannungen P'_{A2}, P'_{B2} und P'_{C2} trägt man nun in Fig. 101 die Leerlaufströme $\frac{J_{A0}}{J'_{A2}} \cdot 100$ u. s. f. in Prozenten der Linienströme auf und erhält die Änderungen der drei Linienströme beim Übergang von Primär auf Sekundär zu

$$\left.\begin{aligned} j_A\,\% &= \pm \mu_{A0} + \frac{\nu_{A0}^2}{200} \\ j_B\,\% &= \pm \mu_{B0} + \frac{\nu_{B0}^2}{200} \\ j_C\,\% &= \pm \mu_{C0} + \frac{\nu_{C0}^2}{200} \end{aligned}\right\} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (49)$$

und

Digitized by Google

In Fig. 101 ist das Leerlaufdiagramm für einen unsymmetrischen Dreiphasentransformator, und zwar für symmetrische induktionsfreie Belastung dargestellt. Die Buchstaben haben hier dieselbe Bedeutung wie in den beiden vorhergehenden Figuren. Diesem Diagramme sind die an dem 5 KVA-AEG-Transformator gemessenen Leerlaufströme der Fig. 74 zu Grunde gelegt.

33. Zweiphasentransformatoren.

a) Leerlauf. Im allgemeinen benutzt man zur Transformation eines Zweiphasenstromes zwei Einphasentransformatoren und erhält in dem Falle pro Phase einen Leerlaufstrom

$$J_o = P_{1o} y_o = P_{1o} \sqrt{g_o^2 + b_o^2}.$$

g_o und b_o sind hier in gleicher Weise zu berechnen wie beim Einphasentransformator. Die beiden Leerlaufströme stehen hier senkrecht aufeinander (Fig. 103).

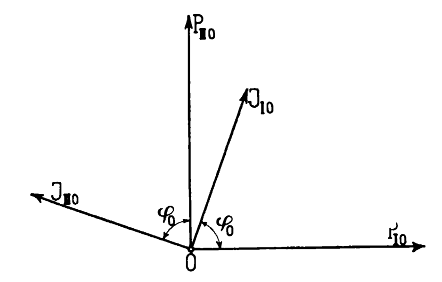


Fig. 103. Leerlauf eines Zweiphasentransformators.

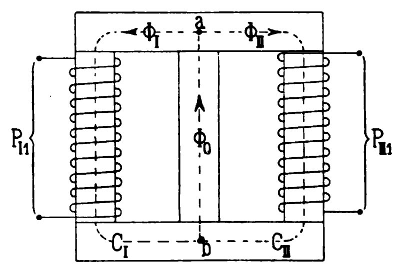


Fig. 104. Dreisäuliger Zweiphasentransformator.

Wird zur Transformation des Zweiphasenstromes ein dreisäuliger Transformator (Fig. 104) benutzt, dessen äußere Säulen bewickelt sind, so lassen sich die Leerlaufströme der beiden Phasen wie folgt berechnen.

Wir bezeichnen mit aw_1, aw_2 und aw_0 die Momentanwerte der Amperewindungen, die nötig sind, um die drei Kraftflüsse Φ_I, Φ_{II} und $\Phi_0 = \Phi_I + \Phi_{II}$ von a nach b zu treiben. Durch Ermittlung des magnetischen Linienintegrals über die geschlossenen magnetischen Kreise des Eisenkörpers ergibt sich somit

$$aw_{Ia} = aw_1 + aw_0$$

$$aw_{IIa} = aw_2 + aw_0,$$

wo aw_{Ia} und aw_{IIa} die Amperewindungen der Wicklungen der zwei

Digitized by Google

Phasen sind. Die Amperewindungen aw_1, aw_2 und aw_0 eilen den Kraftflüssen Φ_1, Φ_2 und Φ_0 um $\left(\frac{\pi}{2} - \psi_a\right)$ bezw. $\left(\frac{\pi}{2} - \psi_a'\right)$ voraus.

Die Komponenten $AW_1 \sin \psi_a$, $AW_2 \sin \psi_a$ und $AW_0 \sin \psi_a'$, welche mit den Vektoren der drei Kraftflüsse zusammenfallen, entsprechen den Magnetisierungsströmen für die drei Schenkel zwischen a und b. Es sind die drei Kraftflüsse

$$\Phi_I = \Phi_{II} = \frac{P_{1o} \sqrt{2}\, 10^8}{\omega w_1}$$

und

$$\Phi_0 = \sqrt{2}\, \Phi_I = \frac{2 P_{1o} 10^8}{\omega w_1}.$$

Diesen entsprechen die Amperewindungen

$$AW_1 \sin \psi_a = AW_2 \sin \psi_a = \frac{\Phi_1}{\sqrt{2} R}$$

und

$$AW_0 \sin \psi_a' = \frac{\Phi_0}{\sqrt{2} R'},$$

wo R und R' die magnetischen Widerstände der drei Wege bedeuten. Die Amperewindungen $AW_1 \cos \psi_a$, $AW_2 \cos \psi_a$ und $AW_0 \cos \psi_a'$, die auf Φ_1, Φ_2 bezw. Φ_0 senkrecht stehen, geben uns ein Maß für die Eisenverluste. Man berechnet diese letzteren für die drei Schenkel zwischen a und b. Es wird dann

$$AW_1 \cos \psi_a = AW_2 \cos \psi_a = w_1 \frac{AW_e}{P_{1o}^2}$$

und

$$AW_0 \cos \psi_a' = w_1 \frac{AW_e'}{P_{1o}^2}.$$

Tragen wir in die Fig. 105 die Amperewindungen AW_1, AW_2 und AW_0 unter den betreffenden Winkeln ein, so ergeben sich durch graphische Zusammensetzung die Amperewindungen AW_{Ia} und AW_{IIa} der beiden Phasen. Diesen entsprechen die beiden Leerlaufströme $J_{I,o}$ und $J_{II,o}$, die zwar gleich groß sind, aber nicht aufeinander senkrecht stehen. Wie aus der Figur ersichtlich, nehmen beide Phasen bei Leerlauf nicht dieselbe Energiemenge auf, da sich über die gleich großen Energieaufnahmen zur Deckung der Eisenverluste ein Energiefluß, von Phase II nach Phase I, superponiert. Dies geht aus den Projektionen der Leerlaufströme auf die Spannungsvektoren hervor.

Digitized by Google

b) Belastung. Die Belastung betrachten wir hier wieder als Superposition der beiden Zustände bei Leerlauf und Kurzschluß. Schließt man eine Phase sekundär kurz, so wird, unabhängig davon, ob die Wicklungen der beiden Phasen unabhängig oder verkettet sind, praktisch nur Strom in der primären Wicklung derselben Phase fließen; denn die Streuinduktion der primären Wicklung einer Phase in Bezug auf die sekundäre Wicklung der zweiten Phase, d. h. ΔM, ist hier sehr groß.

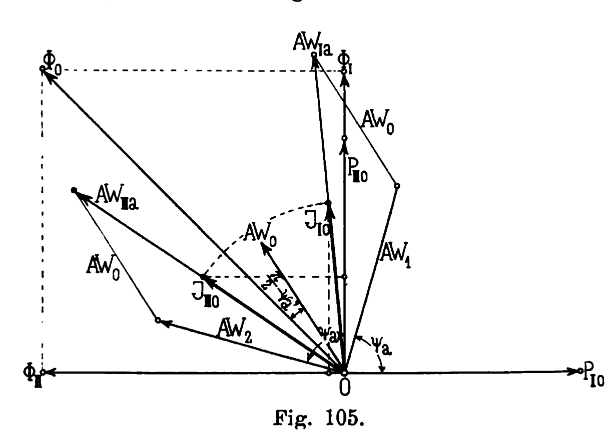


Fig. 105.

Beim dreisäuligen Transformator kann sich dieser Streufluß durch die mittlere Säule schließen und unter Annahme von zwei Einphasentransformatoren sind die magnetischen Kreise der beiden Phasen vollständig unabhängig voneinander. Wir sehen somit, daß unter allen Umständen das Kurzschließen einer Phase die zweite Phase nicht beeinflußt. Hieraus folgt weiter, daß die Belastung einer Phase nur einen Spannungsabfall in dieser Phase selbst bewirkt, während die Spannung an den Klemmen der zweiten Phase vollständig unbeeinflußt bleibt. Es können somit alle Diagramme und Berechnungen, die für Einphasentransformatoren gelten, hier angewendet werden. Eine Ausnahme machen nur die Leerlaufströme des dreisäuligen Transformators.

34. Zweiphasen-Dreiphasen-Transformatoren.

Zur Transformierung eines Zweiphasenstromes in einen Dreiphasenstrom oder umgekehrt hat C. F. Scott die in Fig. 106 dargestellte Schaltung angegeben.

Der in dem Zweiphasengenerator *G* Fig. 106 erzeugte Zweiphasenstrom wird dadurch in einen Dreiphasenstrom transformiert,

Digitized by Google

daß man jede der zwei unverketteten Phasen des Zweiphasensystems an die Primärklemmen der zwei Einphasentransformatoren T_1 und T_2 anschließt. Die Transformatoren haben nicht dasselbe Übersetzungsverhältnis $\frac{w_1}{w_2}$, sondern T_1 kann z. B. das Verhältnis $\frac{w_1}{w_2} = 1:1$ haben, während dann für T_2 das Verhältnis $\frac{w_1}{w_2} = 1:\sqrt{\frac{3}{4}} = 1:0{,}867$ zu nehmen ist. Verbindet man nun die Sekundärwicklungen der beiden Transformatoren, wie die Figur zeigt, so ergibt

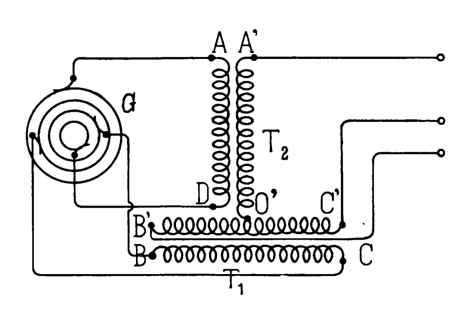


Fig. 106. Scottsche Schaltung für die Zweiphasen-Dreiphasentransformation.

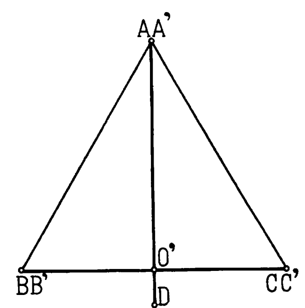


Fig. 107. Potentialdiagramm der Scottschen Schaltung.

sich das in der Fig. 107 dargestellte Potentialdiagramm des Sekundärsystems. Indem die Primärspannungen der zwei unabhängigen Phasen des Zweiphasensystems gleich groß und um 90^0 gegeneinander verschoben sind, muß in dem Potentialdiagramm $\overline{O'A'}$ auf $\overline{B'C'}$ senkrecht stehen und $\overline{O'A'} = \sqrt{\frac{3}{4}}\,\overline{B'C'}$ sein. Hieraus folgt, daß A', B' und C' die Ecken eines gleichseitigen Dreieckes bilden, so daß man sekundär ein symmetrisches Dreiphasensystem erhält.

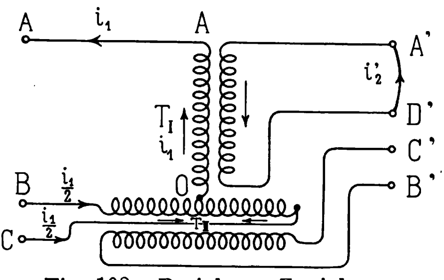


Fig. 108. Dreiphasen-Zweiphasentransformation.

In Fig. 108 ist umgekehrt die Transformation eines Dreiphasenstromes in einen Zweiphasenstrom mittels zweier Einphasentransformatoren T_I und T_{II} gezeigt

Bei der Scottschen Schaltung bewirkt, ebenso wie bei den gemischten Schaltungen der Dreiphasentransformatoren, die Be-

Digitized by Google

lastung einer Phase sekundär sowohl in der primären wie in der sekundären Wicklung eine Verschiebung der Potentiale der Sekundärklemmen in demselben Sinne. Belasten wir z. B. nur die Phase I des Zweiphasensystems, so wird sich die in Fig. 108 angegebene Stromverteilung einstellen und man erhält die in der Fig. 109a, b und c dargestellten Spannungsdiagramme.

Die Potentiale der Primärklemmen sind durch die Punkte A, B und C gegeben. Durch die Belastung der Phase I wird in der Primärwicklung des Transformators T_I die EMK $\overline{O^0A^0}$ induziert, während in der Wicklung der zweiten Phase dieselbe EMK $\overline{B^0C^0} = \overline{BC}$ wie bei Leerlauf induziert wird, trotzdem daß das Potential des Punktes O sich von O nach O^0 verschiebt. $\overline{A^0O^0}$ entspricht der in der Sekundärwicklung induzierten EMK $\overline{A^0D^{0\prime}}$. Die Spannungen

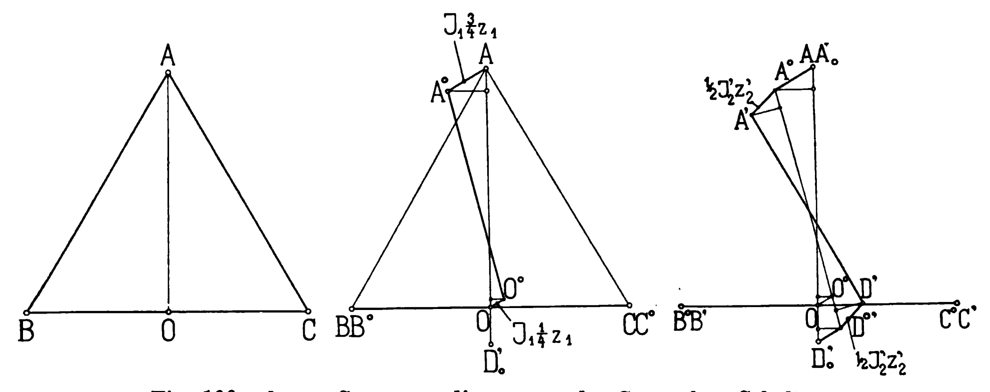


Fig. 109a, b, c. Spannungsdiagramme der Scottschen Schaltung.

an den Sekundärklemmen werden somit gleich $\overline{A'D'}$ und $\overline{B'C'} = \overline{BC}$. Wir sehen somit, daß die Belastung einer Phase keinen Spannungsabfall in der zweiten Phase bewirken kann. Damit aber die Impedanzspannung OO^0 nicht zu groß ausfällt, müssen die beiden Teile OB und OC der Primärwicklung des Transformators T_{II} auf denselben Kern gewickelt werden, und zwar so nahe aneinander wie möglich, da sonst die Streuinduktion des einen Teiles in Bezug auf den zweiten Teil der Wicklung zu groß wird. Dabei ist aber zu beachten, daß die beiden Teile gut voneinander isoliert werden, da sie ganz verschiedene Potentiale besitzen. Dies kann aber unter Umständen Schwierigkeiten machen, da diese Wicklung gewöhnlich hochgespannten Strom führt.

Bei Anwendung dieser Transformationsmethode ergibt sich für Kraftübertragungsanlagen die in Fig. 110 gezeigte Schaltung. G ist wieder ein Zweiphasengenerator, dessen 100 Volt Spannung

Digitized by Google

in den Transformatoren T_I und T_{II} auf 1000 resp. 867 Volt erhöht wird, so daß die Linienspannung des Dreiphasensystems gleich 1000 Volt wird. An der Sekundärstation wird der Dreiphasenstrom für Beleuchtungszwecke und kleine Motoren in den Transformatoren T_I' und T_{II}' wieder in Zweiphasenstrom von ca. 100 Volt Spannung transformiert. Größere Dreiphasenmotoren M können dagegen direkt an das Dreiphasen-Hochspannungsnetz angeschlossen werden.

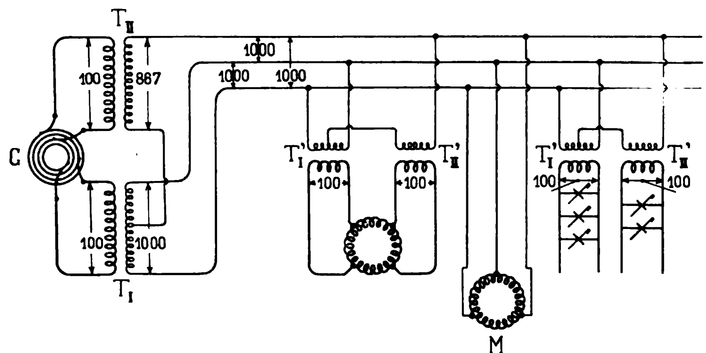


Fig. 110. Energieverteilung nach der Scottschen Schaltung.

Da die ganze Schaltung symmetrisch ist, so wird, wie aus der Fig. 110 ersichtlich ist, eine Belastung der ersten Phase des Zweiphasensystems an der Sekundärstation keinen Strom in der zweiten Phase des Generators G an der Erzeugungsstation bewirken können, woraus folgt, daß die Regulierung auf konstante Lampenspannung keine größeren Schwierigkeiten verursacht, als wenn die Lampen direkt an den Generator angeschlossen wären, trotzdem die Phasen des Dreiphasensystems miteinander verkettet sind. Das Scott'sche System vereinigt somit die folgenden Vorteile: Leichte Regulierung der einzelnen Lampenspannungen bei gemischtem Betriebe von Motoren und Lampen und billige Kraftübertragungsleitungen.

Die Transformation von Zweiphasenstrom in Dreiphasenstrom und umgekehrt läßt sich auch mittels eines Dreiphasentransformators ausführen, wie Fig. 111 zeigt. Machen wir den Phasenwinkel $C'D'$ gleich 90^0, so wird im Potentialdiagramm Fig. 112

$$\overline{O'C'} = \overline{O'D'} = \overline{QC'} - \overline{QO'}$$

$$= \overline{AQ} - \frac{1}{2}\,\overline{CO} = \frac{\sqrt{3}-1}{2}\,\overline{OC} = 0{,}366\, OC$$

Auf der dritten Säule erhalten wir somit zweimal $36{,}6\,^0/_0$, d. h. $73{,}2\,^0/_0$ derjenigen sekundären Windungen, die auf den beiden

Digitized by Google

anderen Säulen angebracht sind. Da außerdem die Ströme in den Windungen $\overline{O'C'}$ und $\overline{O'D'}$ um 90^0 in Phase verschoben sind, so ist die resultierende EMK der beiden Sekundärwicklungen der dritten Säule nur gleich $\sqrt{2} \cdot 0{,}366 = 0{,}52$, d. h. ungefähr der Hälfte von jeder der beiden anderen Säulen. Hieraus folgt, daß bei dieser Transformationsmethode Energie von der Primärwicklung der dritten Säule auf die Sekundärwicklungen der ersten und zweiten Säule übertragen werden muß, was natürlich große Reaktionsspannungen, die proportional $u \Delta M$ sind, zur Folge hat.

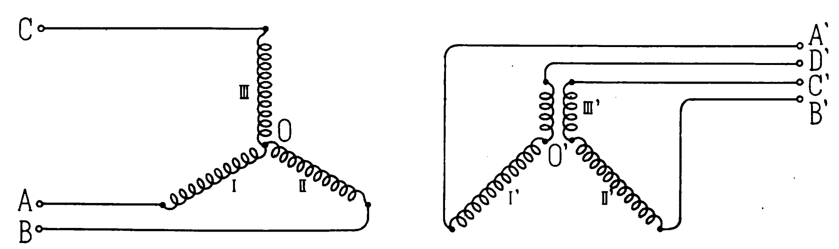


Fig. 111. Transformation von Zweiphasen- und Dreiphasenstrom mittels eines Dreiphasentransformators.

Bei dieser Transformationsmethode hat außerdem die Belastung einer Phase des Zweiphasensystems eine sehr ungünstige Belastung des Dreiphasennetzes und des Dreiphasengenerators zur Folge, so daß diese Schaltung in Vergleich mit der Scott'schen nicht in Betracht kommen kann.

Wie C. F. Scott gezeigt hat, daß ein symmetrisches Zweiphasensystem in ein symmetrisches Dreiphasensystem mittels zweier Einphasentransformatoren transformiert werden kann, so ist auch leicht einzusehen, daß jedes balanzierte Mehrphasensystem mittels zweier Transformatoren ohne Energieaufspeicherung in jedes andere balanzierte Mehrphasensystem transformiert werden kann. Die EMKe der Phasen irgend eines Mehrphasensystems können nämlich in Komponenten aufgelöst oder aus Komponenten von zwei gegebenen Richtungen zusammengesetzt werden. Diese Komponenten werden von den phasenverschobenen Kraftflüssen der zwei Transformatoren induziert und können durch zweckmäßige Wahl der Windungszahl beliebig groß gemacht werden.

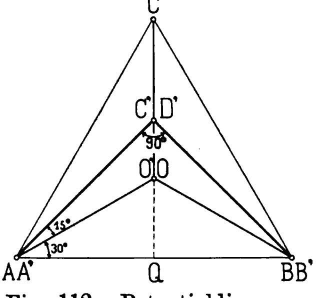


Fig. 112. Potentialdiagramm der Schaltung Fig. 111.

Digitized by Google

Da in einem Transformator keine Energie aufgespeichert werden kann, ist es unmöglich, mittels eines solchen Apparates den zeitlichen Verlauf der Leistung zu ändern. Ohne Apparate zu verwenden, die wie rotierende Maschinen den zeitlichen Verlauf des Energieflusses zu verändern gestatten, ist es infolgedessen auch unmöglich, ein unbalanziertes System in ein balanziertes zu transformieren oder umgekehrt. Man kann deswegen nicht durch Entnahme eines einphasigen Wechselstromes aus einem Mehrphasentransformator eine symmetrische (balanzierte) Belastung des Mehrphasensystems herstellen.

35. Das monozyklische System.

Dieses System soll nach den Angaben von Steinmetz, der es erdacht hat, nur eine Modifikation des Einphasensystems sein, damit dieses zum Betrieb von Motoren mit größerer Anzugskraft geeignet wird. Das monozyklische System ist ein unbalanziertes Mehrphasensystem, dessen eine Phase man nur zum Anlassen von Motoren

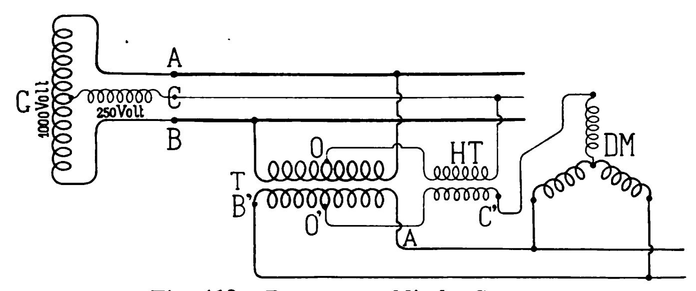


Fig. 113. Das monozyklische System.

benutzt. Das System beruht auf demselben Prinzip wie die Scott-sche Transformationsmethode. Es wird auch hier durch eine besondere Anordnung der primären und sekundären Wicklungen auf zwei Transformatoren ein Mehrphasensystem in ein anderes umgewandelt.

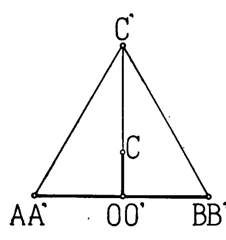


Fig. 114. Potentialdiagramm des monozyklischen Systems.

Der Generator *G* (Fig. 113) erhält zwei Wicklungen, die 90° gegeneinander verschoben sind. Die Hauptphase, die den Arbeitsstrom für Licht und Motoren liefert, bekommt fast eine viermal so große Spannung wie die Hilfsphase, die nur beim Anlassen der Motoren belastet wird. Die Wicklung der Hilfsphase ist mit ihrem einen Ende an die Mitte der Hauptwicklung

Digitized by Google

angeschlossen. An den Generatorklemmen erhält man somit das in Fig. 114 dargestellte Potentialdiagramm.

Mittels eines Haupt- und eines Hilfstransformators T und HT Fig. 113 wird das Verhältnis zwischen den Spannungen der Hauptphase und der Hilfsphase von ca. 4 auf $\sqrt{\frac{4}{3}}$ transformiert, so daß

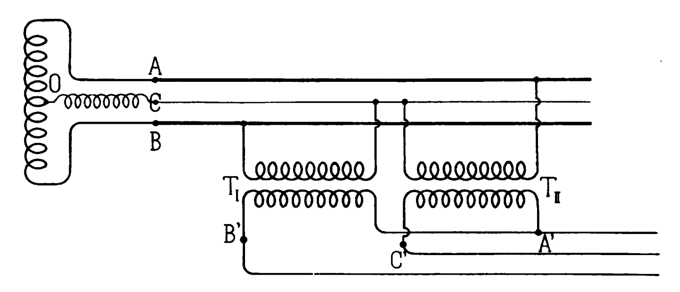


Fig. 115. Transformierung des monozyklischen Systems.

man an den Sekundärklemmen die aus dem Potentialdiagramm Fig. 114 sich ergebenden Spannungen erhält. Da alle Spannungen zwischen den Sekundärklemmen gleich groß sind, so kann an dem Sekundärnetz jeder gewöhnliche Dreiphasenmotor angeschlossen werden. Nachdem derselbe auf Tourenzahl gebracht worden ist, kann die Hilfsphase abgeschaltet werden und der Motor läuft als Einphasenmotor weiter. Zwischen den Klemmen B' und A' der Hauptphase können Glühlampen eingeschaltet werden.

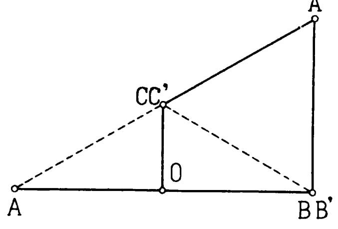


Fig. 116. Potentialdiagramm zur Schaltung Fig. 115.

Es gibt noch eine zweite Methode zur Transformierung des monozyklischen Systems, die in Fig. 115 dargestellt ist. In diesem Falle werden die Spannungen $\overline{AC}$ und $\overline{CB}$ durch zwei gleich große Transformatoren T_I und T_{II} in die Spannungen $\overline{C'A'}$ und $\overline{B'A'}$ übersetzt. Das Dreieck $A'B'C'$ (s. Fig. 116) bildet auch hier ein gleichseitiges Dreieck, wenn $\overline{OC} = \frac{\overline{A'B'}}{2} = \frac{1}{4}\sqrt{\frac{4}{3}}\,\overline{AB} = \frac{\overline{AB}}{2\sqrt{3}} = 0{,}288\,\overline{AB}$. Hier kann aber die Hilfsphase nicht abgeschaltet werden, so daß sie mit Rücksicht auf Dauerbelastung dimensioniert werden muß.

Digitized by Google

36. Das Einphasen-Mehrphasensystem von Ferraris-Arno.

Dieses System geht wie das monozyklische darauf hinaus, das Einphasensystem zum Betrieb von Motoren mit großer Anzugskraft geeignet zu machen. Das monozyklische System hat den Nachteil, daß man bei diesem wie bei jedem anderen Mehrphasensystem von der Zentrale bis zum Belastungsgebiet wenigstens drei Leiter braucht. Dies wird bei dem System von Ferraris und Arno vermieden, weil man hier die Hilfsphase in dem Belastungsgebiet selbst erzeugt.

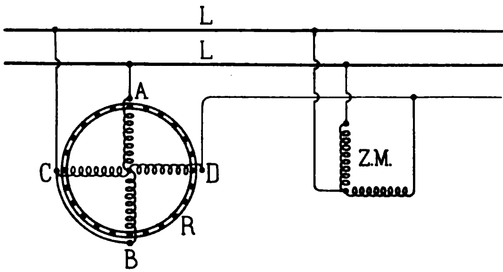


Fig. 117. Einphasen-Mehrphasensystem von Ferraris-Arno.

Fig. 117 stellt einen Zweiphasenmotor mit den zwei unabhängigen Wicklungen *AB* und *CD* dar. Wird die eine Wicklung *AB* an das Einphasennetz *LL* angeschlossen und der in sich kurz geschlossene Anker *R* in Rotation gesetzt, so wird in der Wicklung *CD* eine gegen die Linienspannung um 90° verschobene EMK induziert, die zur Speisung anderer Stromkreise dienen kann. Der Zweiphasenmotor ist somit ein rotierender Transformator, der elektrische Leistung von einem Stromkreis auf einen anderen überträgt.

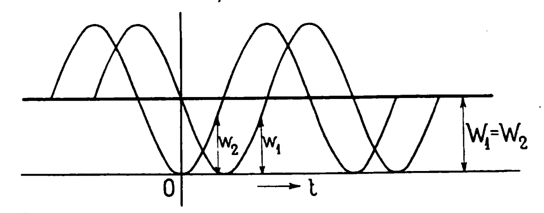


Fig. 118. Leistungsdiagramm des Ferraris-Arnoschen Systems.

Die beiden Leistungen sind pulsierend und schwanken unter Annahme induktionsfreier Belastung der Wicklung *CD* zwischen einem Maximalwert und Null. Die eine Leistung erreicht dann ihr Maximum, wenn die andere Null ist und umgekehrt, wie es deutlich aus Fig. 118 hervorgeht. Die Transformation kann deswegen, wie Seite 120 erwähnt, nur mittels eines rotierenden Transformators

Digitized by Google

geschehen, da die dem Transformator zugeführte Leistung in der Phase verschoben werden muß und das nur durch zeitweise Akkumulierung derselben in Form mechanischer Energie möglich ist.

Durch Aufstellung eines derartig rotierenden Transformators im Belastungsgebiet hat man durch die Sekundärwicklung *CD* ein einfaches Mittel zur Erzeugung einer Hilfsphase. Diese kann, wie in Fig. 117 gezeigt, zum Anlassen von Zweiphasenmotoren ZM benutzt werden. Man kann auch mittels der Scottschen Schaltung die Hilfsphase in der in Fig. 119 gezeigten Weise mit der Hauptphase kombinieren, so daß man ein Dreiphasensystem zum Anlassen von Dreiphasenmotoren erhält. Da auch hier nach dem Anlassen die Hilfsphase abgeschaltet werden kann und der Motor als Einphasenmotor weiterläuft, so braucht der rotierende Transformator nur so groß dimensioniert zu werden als nötig, um den größten Motor des betreffenden Belastungsgebiets anzulassen. Die Leiter der Hilfsphase können deswegen auch äußerst knapp dimensioniert werden. Dieses System hat sich bis jetzt in der Praxis nicht eingebürgert, trotzdem es in vielen Fällen mit Vorteil angewandt werden könnte. Die Leiter der Hauptphase müssen zwar stets in Bezug auf die zulässigen Spannungsschwankungen für die Glühlichtbelastung dimensioniert werden.

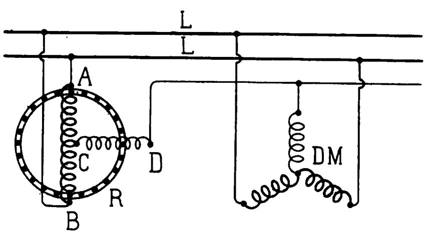


Fig. 119. Kombination der Scottschen Schaltung mit dem Ferraris-Arnoschen Systeme.

Digitized by Google

Siebentes Kapitel.

Spezielle Transformatoren.

37. Spannungserhöher und Sparschaltungen. — 38. Drosselspulen. — 39. Drosselspulen und Transformatoren für Reihenschaltung von Glühlampen.

37. Spannungserhöher und Sparschaltungen.

a) Spannungserhöher oder Autotransformatoren. Soll in der Speiseleitung eines Netzes eine sich innerhalb kleinerer Grenzen bewegende Spannungsvariation erreicht werden, so kann man in die Fernleitung noch einen besonderen Spannungserhöher (Autotransformator, Survolteur) einschalten.

Eine Erhöhung der Spannung kann erzielt werden, indem man nach Fig. 120 parallel zur Stromquelle einen mit nur einer Wick-

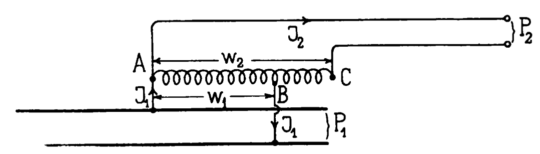


Fig. 120. Spannungserhöher (Autotransformator).

lung versehenen Transformator einschaltet. In jeder Windung der ganzen Wicklung, die am besten nur auf einen Kern angebracht wird, erhält man dieselbe induzierte EMK. Zwischen AC erhält man also eine Spannung P_2, die entsprechend dem Verhältnisse der Windungszahlen $\frac{w_2}{w_1}$ größer ist als die Spannung P_1 zwischen AB.

Der unter der Spannung P_2 abgegebene Belastungsstrom J_2 erfordert, wenn man von dem Magnetisierungsstrom absieht, vom Netz den Strom

$$J_1 = \frac{P_2 J_2}{P_1} = \frac{w_2}{w_1} J_2 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (50)$$

Digitized by Google

oder da $$J_1 w_1 = J_2 w_2,$$

so wird $$(J_1 - J_2) w_1 - J_2 (w_2 - w_1) = 0.$$

Wird also im Belastungsstromkreis ein Strom J_2 verbraucht, so wird in den w_1-Windungen zwischen A und B nur ein so großer Strom $J_1 - J_2$ fließen, daß die Summe der Amperewindungen der ganzen Wicklung Null wird; denn wir haben ja den Magnetisierungsstrom vernachlässigt. Eine Regulierung der Spannung P_2 kann erhalten werden, indem man den Punkt B oder C beweglich macht, was mit einer, einem Zellenschalter ähnlichen Anordnung geschehen kann.

Weitere Anordnungen für Spannungserhöher rühren von Korda, Stillwell und Kapp her (s. Kapitel XVIII).

b) Sparschaltungen. Um bei den gewöhnlich verwendeten Spannungen die Hintereinanderschaltung von vielen Bogenlampen oder Osmiumlampen zu vermeiden, schaltet man zwischen die Verteilungsleitung einen einspuligen Transformator (Fig. 121). Die Spannung P_2 zwischen AC ist hier entsprechend dem Verhältnis $\frac{w_2}{w_1}$ kleiner als die Spannung P_1 zwischen AB. Da nun wieder $J_1 w_1 = J_2 w_2$, so ist $J_2 = J_1 \frac{w_1}{w_2}$, d. h. im Verhältnisse $\frac{w_1}{w_2}$ der Windungszahlen größer als der aus dem Netze entnommene Strom J_1.

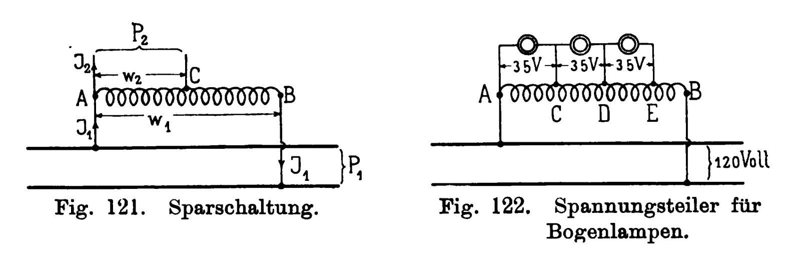


Fig. 121. Sparschaltung.

Fig. 122. Spannungsteiler für Bogenlampen.

In den Windungen w_2 fließt nur die Differenz der um 180° verschobenen Ströme J_2 und J_1; es wird also an Kupfer gespart, daher der Name Sparschaltung.

c) Spannungsteiler. Sind mehrere Stromverbraucher, z. B. Bogenlampen, nicht weit voneinander aufgestellt, und wünscht man, daß alle voneinander unabhängig sind, so stellt man einen einspuligen Transformator auf und schaltet jeden Stromverbraucher auf seinen Teil der Wicklung. Fig. 122 zeigt eine derartige Schaltung für drei Bogenlampen.

Man erzielt durch diese Anordnungen nicht nur eine Unabhängigkeit in Bezug auf die Lampenspannungen, sondern es wird

Digitized by Google

auch, abgesehen von den Transformatorverlusten, der Energieverbrauch der Anzahl der eingeschalteten Lampen entsprechen.

38. Drosselspulen.

Soll zwischen eine Verteilungsleitung ein Stromverbraucher geschaltet werden, dessen Betriebsspannung P_2 kleiner als die zwischen den Leitern verfügbare Spannung P_1 ist, so schaltet man, um die überschüssige Spannung P_1 wegzunehmen, eine Drosselspule ein (Fig. 123).

Eine Drosselspule kann als einspuliger Transformator aufgefaßt werden, der ebenso wie ein leerlaufender normaler Transformator wirkt. Im Gegensatze zu letzterem wird jedoch der Strom des mit ihr in Serie geschalteten Stromverbrauchers auch gleichzeitig der Leerlaufstrom sein. Es muß deshalb die Drosselspule stets so dimensioniert werden, daß sie bei gegebener Spannung den maximalen Strom, der für den Stromverbraucher (Bogenlampe) nötig ist, durchläßt. Dies erreicht man am besten durch Einschalten von Luftschlitzen in den magnetischen Kreis. Durch Veränderung der Größe dieser Schlitze läßt sich die Impedanz und dadurch die abgedrosselte Spannung der Spule beliebig regulieren. Die von der Drosselspule verzehrte Leistung ist gleich der Summe der Eisenverluste und Kupferverluste, und da diese wegen der Erwärmung der Spule nicht groß sein können, so werden die Verluste in der Drosselspule im Verhältnis zu den aufgenommenen Volt-Ampere gering. Mit anderen Worten, der Leistungsfaktor der Spule ist verschwindend klein.

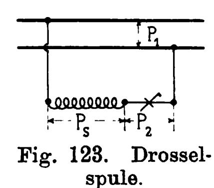


Fig. 123. Drosselspule.

39. Drosselspulen und Transformatoren für Reihenschaltung von Glühlampen.

In manchen Anlagen, z. B. bei Beleuchtung von Kanälen, Tunnels oder Straßen, bietet die Reihenschaltung der Stromverbraucher gegenüber der Parallelschaltung bedeutende Vorteile. In allen solchen Fällen müssen die einzelnen Lampen möglichst unabhängig voneinander sein, d. h. der durch die Lampen gehende Strom soll unabhängig von der Zahl der

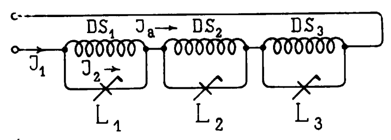


Fig. 124. Drosselspulen für die Reihenschaltung von Glühlampen.

Digitized by Google

in demselben Kreis brennenden Lampen sein. Das kann nun nach Fig. 124 dadurch erzielt werden, daß man parallel zu den einzelnen Lampen L Drosselspulen DS schaltet.

Brennen alle Lampen, dann geht durch die Drosselspulen nur der Magnetisierungsstrom, der dem Lampenstrom um 90^0 nacheilt. Erlischt eine Lampe, so wird nebst dem Magnetisierungsstrom auch der Lampenstrom durch die Spule gehen, infolgedessen wird der Kraftfluß und damit die induzierte EMK der Spule erhöht. In Fig. 125 ist das Diagramm für fünf hintereinander geschaltete Lampen aufgezeichnet. Die Klemmenspannung $5P_2$ verteilt sich gleichmäßig auf alle Lampen und treibt den Strom J_2 durch die Lampen und den Strom J_a durch die Spulen. Erlischt eine Lampe und wünscht man, daß der Strom konstant bleiben soll, so muß die Spannung $5P_2$ erhöht werden; denn es geht nun der Lampenstrom J_2 auch durch eine Spule, und das erfordert eine geometrische Spannungszunahme um den Vektor P_s, so daß

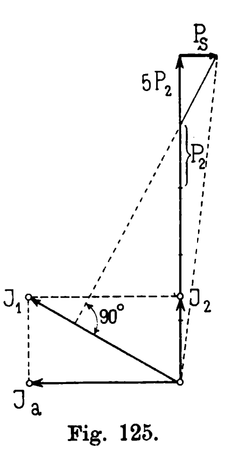


Fig. 125.

die resultierende Spannung $\sqrt{(5P_2)^2 + P_s^2}$ erforderlich wäre. Da aber die Spannung konstant gleich $5P_2$ bleibt, so sinkt der Lampenstrom von J_2 auf

$$\frac{J_2}{\sqrt{1+\left(\frac{P_s}{5P_2}\right)^2}}.$$

Beim Erlöschen zweier Lampen sinkt der Strom beim Konstanthalten der Spannung auf

$$\frac{J_2}{\sqrt{1+\left(\frac{2P_s}{5P_2}\right)^2}} \text{ u. s. w.}$$

Um nun die Stromabnahme möglichst klein zu halten, muß $\frac{P_s}{P_2}$ klein sein, aber andererseits darf P_s nicht zu klein gemacht werden, damit nicht J_a zu groß wird. Denn in dem Falle wird die Anlage unwirtschaftlich. Man muß deswegen den Spulenstrom J_a so wählen, daß eine gewisse Anzahl Lampen noch gelöscht werden kann, ohne daß der Lampenstrom dadurch zu klein wird und die Lampen zu dunkel brennen. Der Spulenstrom läßt sich, wie früher erwähnt, durch Einschaltung von Luftschlitzen in den magnetischen Kreis der Spule beliebig variieren.

Digitized by Google

Um eine größere Unabhängigkeit der Lampen von der Klemmenspannung und gleichzeitig eine leichtere Isolation der Beleuchtungskörper zu erreichen, verwendet man anstatt Drosselspulen für jede Lampe oder für eine Gruppe von Lampen einen Transformator. Die Primärwicklungen mehrerer solcher Transformatoren sind dann mit der Stromquelle in Serie geschaltet (Fig. 126).

Für diese Anordnung erhält man fast dasselbe Diagramm wie für die Drosselspulen. Der Magnetisierungsstrom des Transformators ist groß zu wählen, damit der Transformator beim Erlöschen der Lampe wegen zu großer Sättigung im Eisen nicht verbrennt. Durch Einschalten von Luftschlitzen in den magnetischen Kreis des Transformators kann der Magnetisierungsstrom beliebig groß gemacht werden. Der Lampenstrom J_2 ist der Sekundärstrom; der Primärstrom ist der aus J_a und J_2 resultierende Strom J_1. Vernachlässigt man die Spannungsabfälle im Transformator, so ergibt sich dasselbe Diagramm wie in Fig. 125. Hier ist P_2 die auf dem Primärkreis reduzierte Lampenspannung und P_s die von dem Magnetisierungsstrom J_a induzierte EMK im Transformator.

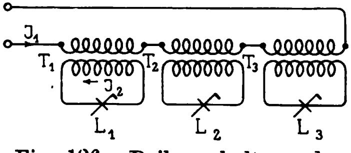


Fig. 126. Reihenschaltung der Transformatoren.

Diese letzte Anordnung hat den Vorteil einer leichteren Isolation der Lampen und ermöglicht ein gefahrloses Auswechseln der Lampen während des Betriebes. Sie hat aber den Nachteil, daß die Transformatoren wegen der zwei Wicklungen teurer werden und mit schlechterem Wirkungsgrad arbeiten. Das Seriesystem wurde zuerst durch die Westinghouse Electric Co. in die Praxis eingeführt. Später hat die Firma Helios es zur Beleuchtung des Nordostseekanals angewandt.

Digitized by Google

Achtes Kapitel.

Einfluß der Form der Spannungskurve auf den Spannungsabfall und die Eisenverluste im Transformator.

40. Einfluß der Kurvenform auf den Spannungsabfall. — 41. Einfluß der Form der Spannungskurve auf die Eisenverluste.

40. Einfluß der Kurvenform auf den Spannungsabfall.

Ist die Spannung an den Klemmen eines Einphasentransformators nicht sinusförmig, sondern von beliebiger Form, so kann die Spannungskurve immer in die Grundwelle und in die Oberwellen (höhere Harmonischen) aufgelöst werden.

In der sekundären sowohl als auch in der primären Wicklung wird eine EMK von derselben Kurvenform induziert werden, da der Hauptkraftfluß auf beide Wicklungen in gleicher Weise induzierend wirkt. Um diesen Hauptkraftfluß zu erzeugen, ist ein Magnetisierungsstrom nötig, der sich aus der Form der induzierten EMK und der Hysteresisschleife des magnetischen Kreises in derselben Weise wie bei sinusförmiger EMK (Fig. 9 S. 9) ergibt. Die EMK wird, wie leicht einzusehen, ungefähr von derselben Kurvenform sein wie diejenige der Klemmenspannung. Zerlegt man deswegen die Kurve der Klemmenspannung und die des Magnetisierungsstromes in ihre Grund- und Oberwellen, so können die primäre Konduktanz und Suszeptanz jeder Welle bestimmt werden, so daß man für jede Welle ein besonderes Leerlaufdiagramm erhält, welche dann zur Bestimmung des Primärstromes aus dem Sekundärstrome oder umgekehrt dienen können. Diese Konduktanzen und Suszeptanzen sind keine für den Transformator konstante Größen, sondern hängen sehr viel von der Kurvenform der EMK ab und müssen deshalb für jede EMK-Kurve besonders ermittelt werden.

Digitized by Google

Ist nun die primäre Klemmenspannung

$$p_1 = \sqrt{2}\, P_1 \sin(\omega t + \psi_{01}) + \sqrt{2}\, P_3 \sin(3\,\omega t + \psi_{03})$$

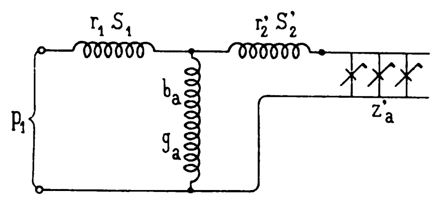


Fig. 127. Äquivalentes Schema eines belasteten Transformators.

gegeben, so erzeugt jede Harmonische bei Belastung einen Strom von der ihr eigenen Periodenzahl; der Transformator ist ferner mit der Schaltung Fig. 127 äquivalent und besitzt für eine gegebene Periodenzahl eine totale Impedanz z_t. Da

$$x_1 = \omega S_1 \text{ und } x_2' = \omega S_2'$$

proportional mit der Periodenzahl wachsen und beinahe ausschließlich Einfluß auf die in z_t vorkommende Reaktanz haben, so kann diese letztere auch proportional der Periodenzahl gesetzt werden. z_{t1} bezieht sich auf die Grundwelle, z_{t3} auf die dritte Oberwelle u. s. w.

Ist der Transformator mit der Kurzschlußimpedanz z_t durch eine äußere sekundäre Impedanz z_a belastet, so wird in ihm ein Strom

$$i_1 = \sqrt{2}\, J_{11} \sin(\omega t + \psi_{01} - \varphi_{11}) + \sqrt{2}\, J_{13} \sin(3\omega t + \psi_{03} - \varphi_{13}) + \cdots$$

fließen. Symbolisch ist

$$\dot{J}_{11} = \frac{\dot{P}_{11}}{Z_{k1} + Z_{a1}'} = \frac{\dot{P}_{11}}{Z_{t1}},$$

$$\dot{J}_{13} = \frac{\dot{P}_{13}}{Z_{k3} + Z_{a3}'} = \frac{\dot{P}_{13}}{Z_{t3}}$$

und

$$\dot{J}_{15} = \frac{\dot{P}_{15}}{Z_{k5} + Z_{a5}'} = \frac{\dot{P}_{15}}{Z_{t5}},$$

so daß der prozentuale Spannungsabfall im Transformator bei deformierter Spannungskurve nach der Formel (79, Bd. I) angenähert gleich

$$\varepsilon\,\% = \varepsilon_1\,\% + (\varepsilon_3\,\% - \varepsilon_1\,\%)\,\frac{P_{13}^2}{P_{11}^2} + (\varepsilon_5\,\% - \varepsilon_1\,\%)\,\frac{P_{15}^2}{P_{11}^2} + \cdots$$

gesetzt werden kann.

Je größer

$$\frac{\varepsilon_3\,\%}{\varepsilon_1\,\%}, \quad \frac{\varepsilon_5\,\%}{\varepsilon_1\,\%} \cdots$$

Digitized by Google

sind, desto größer wird der Spannungsabfall. Um nun die Größenordnung des obigen Korrektionsgliedes zu bestimmen, sollen für einen Transformator, der für den Grundstrom das Kurzschlußdiagramm

$$100\,\frac{J'_{21} r_k}{P_{k1}'} = 100\,\frac{r_k}{z_{t1}} = 2\,\%$$

und

$$100\,\frac{J'_{21} x_{k1}}{P_{11}} = 100\,\frac{x_{k1}}{z_{t1}} = 3\,\%$$

besitzt, die Primärspannungen wie folgt angenommen werden:

1. $P_{11} = 100;\quad P_{13} = 31{,}65;\quad P_{15} = 10,$
2. $P_{11} = 100;\quad P_{13} = 24{,}4;\quad P_{15} = 22{,}4,$
3. $P_{11} = 100;\quad P_{13} = 10;\quad P_{15} = 31{,}65.$

Man hält jetzt die Impedanz z_{t1} des totalen Stromkreises konstant und läßt den sekundären Phasenverschiebungswinkel φ_{21} in Bezug auf den Grundstrom variieren.

Um die Größen $\varepsilon_1\,\%$, $\varepsilon_3\,\%$ und $\varepsilon_5\,\%$ genau zu bestimmen, zeichnet man am besten für den Grundstrom und alle Oberströme das entsprechende Kurzschlußdiagramm auf. Die Kathete $\overline{AB}$ des rechtwinkligen Dreieckes ABC (Fig. 41, S. 52) ist in Prozenten gleich

$$100\,\frac{x_{kx}}{z_{tx}} = \overline{AB}$$

und die Kathete $\overline{BC}$ ebenfalls in Prozenten gleich

$$100\,\frac{r_{kx}}{z_{tx}} = 100\,\frac{r_k}{z_{tx}} = \overline{BC}$$

zu setzen; hieraus folgt

$$\varepsilon_x\,\% = \mu_{kx} + \frac{\nu_{kx}^2}{200}.$$

Es ergab sich hierdurch das folgende Resultat:

Für

$\cos\varphi_{21} = 1$

$$\varepsilon_1\,\% = 2{,}04\,\%;\quad \varepsilon_3\,\% = 2{,}41\,\%;\quad \varepsilon_5\,\% = 3{,}08\,\%.$$

$\cos\varphi_{21} = 0{,}9$

$$\varepsilon_1\,\% = 3{,}12\,\%;\quad \varepsilon_3\,\% = 5{,}26\,\%;\quad \varepsilon_5\,\% = 6{,}01\,\%,$$

$\cos\varphi_{21} = \frac{r_k}{z_k} = 0{,}555$

$$\varepsilon_1\,\% = 3{,}60\,\%;\quad \varepsilon_3\,\% = 3{,}60\,\%;\quad \varepsilon_5\,\% = 3{,}60\,\%,$$

Digitized by Google

und hieraus folgt weiter der prozentuale Spannungsabfall bei den drei verschiedenen Spannungskurven:

$\cos\varphi_{21}$	Spannungskurve			
	sinusförmig	1	2	3
1	2,04	2,08	2,10	2,15
0,9	3,12	3,36	3,37	3,43
0,55	3,60	3,60	3,60	3,60

Für einen Transformator mit dem Kurzschlußdiagramm in Bezug auf die Grundwelle

$$100\,\frac{J_2' r_k}{P_{11}} = 100\,\frac{r_{k1}}{z_{t1}} = 2\,\%$$

und

$$100\,\frac{J_2' x_k}{P_{11}} = 100\,\frac{x_{k1}}{z_{t1}} = 5\,\%$$

findet man in gleicher Weise für

$\cos\varphi_{21} = 1$

$$\varepsilon_1\,\% = 2{,}12\,\%;\quad \varepsilon_3\,\% = 3{,}13\,\%;\quad \varepsilon_5\,\% = 5{,}13\,\%,$$

$\cos\varphi_{21} = 0{,}9$

$$\varepsilon_1\,\% = 4{,}02\,\%;\quad \varepsilon_3\,\% = 7{,}40\,\%;\quad \varepsilon_5\,\% = 10{,}0\,\%,$$

$\cos\varphi_{21} = \frac{r_k}{z_k} = 0{,}371$

$$\varepsilon_1\,\% = 5{,}38\,\%;\quad \varepsilon_3\,\% = 5{,}38\,\%;\quad \varepsilon_5\,\% = 5{,}38\,\%,$$

und der prozentuale Spannungsabfall wird

$\cos\varphi_{21}$	Spannungskurve			
	sinusförmig	1	2	3
1	2,12 %	2,25 %	2,32 %	2,43 %
0,9	4,02 „	4,43 „	4,50 „	4,67 „
0,371	5,38 „	5,38 „	5,38 „	5,38 „

Wie aus diesen Tabellen ersichtlich, ist der Spannungsabfall in einem Transformator bei induktionsfreier und schwach induktiver Belastung ($\cos\varphi_{21} = 1{,}0$ bis $0{,}7$) unter Annahme von defor-

Digitized by Google

mierten Spannungskurven größer als unter Annahme einer sinusförmigen Spannungskurve. Die Vergrößerung des Spannungsabfalles ist bei $\cos \varphi_{21} = 1$ ca. 0,1 Prozent; sie nimmt mit abnehmendem $\cos \varphi_{21}$ erst zu, später wieder ab. Bei $\cos \varphi_{21} = \frac{r_k}{z_k}$ findet keine Vergrößerung des Spannungsabfalles wegen den Oberwellen statt, weil bei dieser Belastung z_{ax} und z_{kx} für alle Harmonischen in die Verlängerung voneinander fallen. Bei $\cos \varphi_{21} = 0{,}9$ ist für die Spannungskurve 3), die den Spannungsabfall am meisten erhöht, die Vergrößerung des Abfalles ca. 0,2 bis 0,6 Prozent, weil diese die größte fünfte Harmonische enthält.

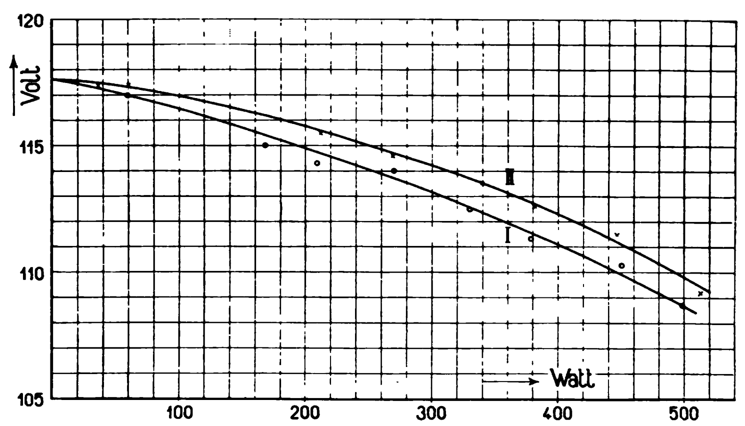


Fig. 128. Abhängigkeit des Spannungsabfalles von der Kurvenform der Primärspannung.

G. Roeßler (ETZ. 1895, Seite 488) hat den Einfluß der Form der Spannungskurve auf den Spannungsabfall experimentell untersucht. Die Resultate seiner Untersuchungen, welche an einem kleinen Transformator von ca. 500 Watt Leistung erhalten wurden, sind durch die Kurven der Fig. 128 dargestellt. Die Kurve I stellt den Verlauf der Sekundärspannung bei induktionsfreier Belastung unter Benutzung der primären spitzen Spannungskurve p_{1II} der Fig. 129 dar, während die Kurve II unter Benutzung der fast sinusförmigen Spannungskurve p_{1I} derselben Figur aufgenommen wurde. Diese beiden Kurven entsprechen den Spannungskurven bei Volllast. Die spitze Spannungskurve gibt bei 500 Watt induktionsfreier Belastung $7{,}65\,^0/_0$ Spannungsabfall, während die andere fast sinusförmige Kurve nur $6{,}65\,^0/_0$ Abfall ergibt. Dieses Resultat stimmt also mit den obigen Rechnungen überein.

Die Kurven p_{2I} und p_{2II} der Fig. 129 geben ein Bild der Kurvenform der Sekundärspannung bei Volllast. Wie früher er-

Digitized by Google

wähnt, weichen diese in ihrer Form sehr wenig von den Kurven der Primärspannung ab, so daß die Kurvenform des Leerlaufstromes mit genügender Genauigkeit aus der Spannungskurve statt aus der Kurve der induzierten EMK abgeleitet werden kann.

Ist die Reaktanz des äußeren sekundären Belastungsstromkreises negativ, so ist es von vornherein nicht zu sagen, ob der Spannungsabfall durch die Anwesenheit der Harmonischen vergrößert oder verkleinert wird. Jeder Fall muß für sich untersucht werden.

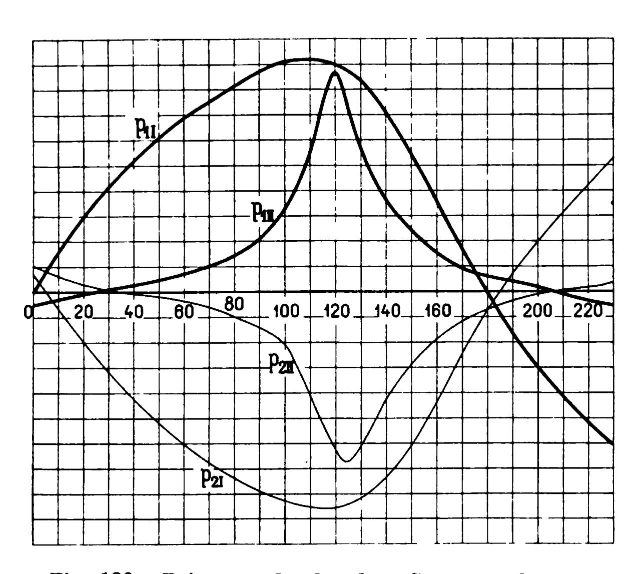


Fig. 129. Primär und sekundäre Spannungskurven.

In Bezug auf den Spannungsabfall ist die sinusförmige Spannungskurve für einen Transformator die günstigste. Eine Spannungskurve bewirkt bei induktionsfreier und schwach induktiver Belastung einen umso größeren Spannungsabfall, je größer und von je höherer Periodenzahl die größte der Oberwellen dieser Kurve ist.

Dies ist auch ganz natürlich; denn ein elektromagnetischer Apparat wie ein Transformator wird für eine ganz bestimmte Periodenzahl gebaut und eignet sich deswegen um so weniger für eine andere Periodenzahl, je weiter diese von derjenigen, für welche der Transformator gebaut ist, d. h. von der Periodenzahl der Grundwelle, abweicht.

Es ist noch zu erwähnen, daß die Reaktanz x_k, die man nach der Formel

Digitized by Google

$$x_k = \frac{P_k \sin \varphi_k}{J}$$

berechnet, unter Benutzung einer deformierten Spannungskurve bei dem Kurzschlußversuch etwas größer wird als die wirkliche effektive Reaktanz; wir haben aber Bd. I, S. 248 gesehen, daß diese Abweichung höchstens $5^0/_0$ ausmachen kann.

41. Einfluß der Form der Spannungskurve auf die Eisenverluste.

Für die Berechnung der Hysteresisverluste wurde eine sinusförmige Spannungskurve angenommen. Es ist deshalb der Einfluß einer von der Sinusform abweichenden Spannungskurve auf die Hysteresisverluste zu untersuchen. Der Hysteresisverlust ist in erster Linie von der maximalen Induktion abhängig, und da allgemein

$$E = f_E E_{mitt} = 4 f_E c w \Phi 10^{-8}$$
$$= 4 f_E c w Q_e B 10^{-8}$$

ist, so wird B bei demselben Eisenkörper und derselben effektiven Klemmenspannung umgekehrt proportional mit dem Formfaktor f_E. Dieser ist groß bei spitzen und klein bei flachen Spannungskurven; deswegen sind bei derselben effektiven Klemmenspannung die Hysteresisverluste bei den spitzen Spannungskurven viel kleiner als bei den flachen.

Um ein Bild von dem Einfluß der Kurvenform auf die Hysteresisverluste zu erlangen, sind die Hysteresisverluste bei den verschiedenen Formfaktoren unter Voraussetzung konstanter Klemmenspannung nachfolgend angegeben. Der Hysteresisverlust für eine sinusförmige Kurve ist gleich 100 gesetzt.

$f_E =$	1	1,05	1,11	1,15	1,2	1,25	1,3	1,35	1,4
W_h in $^0/_0 =$	118	109	100	94,5	88,5	82,2	77,6	73,3	69,3.

Die Wirbelstromverluste sind proportional $(f_E B)^2$, also bei konstanter Klemmenspannung unabhängig von der Kurvenform. Dies trifft zwar nur so lange zu, als die Stromkreise der Wirbelströme fast keine Selbstinduktion besitzen.

Die spitzen Spannungskurven haben aber den Nachteil, daß sie die Isolation bei gleicher effektiver Spannung viel stärker beanspruchen, als die flachen. Dieser Nachteil der spitzen Kurven ist viel größer als der des größeren Spannungsabfalles, weil dieser bei normalen Maschinen kaum zu spüren ist. Besonders bei langen


Digitized by Google

Kraftübertragungen spielt die Isolationsbeanspruchung eine große Rolle.

Bei den gebräuchlichen Dreiphasentransformatoren ohne magnetische Rückleitung können die dritten Harmonischen und deren Vielfache keinen Kraftfluß in den drei Säulen erzeugen, selbst wenn der neutrale Punkt der in Stern geschalteten Primärwicklung mit dem neutralen Punkt des Generators verbunden wäre. Die magnetomotorischen Kräfte der Ströme der dritten Harmonischen wirken einander entgegen, und ihre Summe ist gleich Null. Aus diesem Grunde werden große Ströme der dreifachen Periodenzahl in den Zuleitungen und Wicklungen des Transformators fließen können, wenn der neutrale Leiter primär gezogen wird.

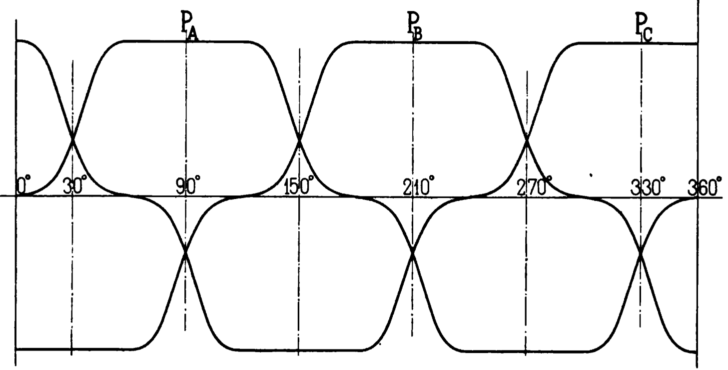


Fig. 130. Kurven der Phasenspannungen eines Dreiphasengenerators.

Oft sind die Phasenspannungskurven gerade durch das Vorhandensein der dritten Harmonischen spitz, und da diese nicht zur Geltung kommen können, müssen diese bei der Bestimmung der Hysteresisverluste aus der Spannungskurve weggelassen werden.

Die Kurven P_A, P_B und P_C in Fig. 130 stellen eine häufig vorkommende Phasenspannungskurve eines Dreiphasengenerators dar. Dieselben rühren von einem Generator her, dessen Wicklung in einem Loch pro Pol und Phase untergebracht und dessen Polbogen ungefähr gleich der Hälfte der Polteilung ist. In Fig. 131 sind außerdem die Kurven der Linienspannungen P_I, P_{II} und P_{III} desselben Generators dargestellt, die sich durch Addition der Ordinaten von je zwei der Kurven P_I, P_{II}, P_{III} ergeben. Während die Phasenspannungen eine ausgeprägte spitze Kurvenform aufweisen, gehören die Linienspannungen dem Formfaktor nach zu den flachen Kurven. Es können nun zwei Fälle vorkommen:

a) Die Primärwicklungen der Transformatoren sind in Dreieck geschaltet; es werden dann die Hysteresisverluste des Transfor-

Digitized by Google

mators von den Linienspannungen abhängen und somit größer werden als bei einer sinusförmigen Spannungskurve.

b) Sind die Primärwicklungen der Transformatoren dagegen wie die Ankerwicklung des Generators in Stern geschaltet, so wird die Kurvenform der Phasenspannungen für die Hysteresisverluste

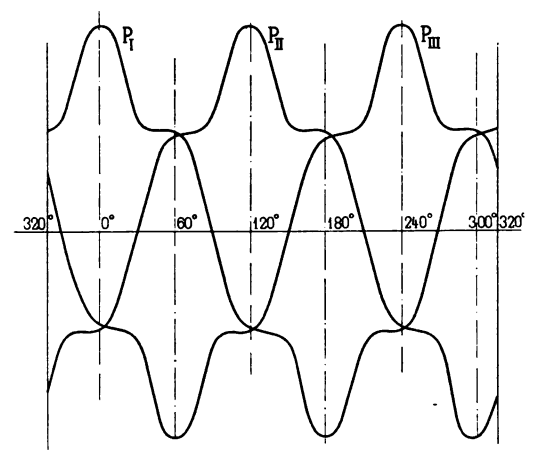


Fig. 131. Kurven der Linienspannungen eines Dreiphasengenerators.

maßgebend. Diese werden dann für die obigen Spannungskurven (Fig. 130) kleiner als unter Annahme sinusförmiger Spannungskurven.

Wie hieraus ersichtlich, können die Eisenverluste in Dreiphasentransformatoren dadurch etwas geändert werden, daß man die Schaltung der Primärwicklungen ändert.

Digitized by Google

Neuntes Kapitel.

Bau und Anordnung der Eisenkörper.

42. Eisenkörper von Einphasentransformatoren. — 43. Eisenkörper von Mehrphasentransformatoren. — 44. Querschnittsform des Kernes und Verbindung der Kernpakete.

42. Eisenkörper von Einphasentransformatoren.

Der Eisenkörper wird aus Blech von möglichst hoher Permeabilität hergestellt. Man verwendet dazu weiches Eisenblech oder gut ausgeglühtes Flußeisen- oder Stahlblech von 0,35 bis 0,5 mm Dicke. Die einzelnen Bleche werden durch Anstrich mit einem Isolierlack, durch die Oxydschicht oder durch eingelegtes oder aufgeklebtes Papier voneinander isoliert.

Über die Qualität des zu verwendenden Eisenbleches gibt die Verlustziffer Aufschluß, welche den Wattverlust von 1 kg Eisen bei $B = 10000$ und $c = 50$ darstellt. Für diese Verlustziffer garantiert die Bismarckhütte, deren Eisenbleche in Deutschland zurzeit sehr viel verwendet werden, die folgenden Verluste:

für $\Delta = 0,3$ mm	Spezial-Qualität	. .	2,8 Watt pro kg
$\Delta = 0,3$ „	Normal- „	. .	3,1 „ „ „
$\Delta = 0,35$ „	Spezial- „	. .	3,0 „ „ „
$\Delta = 0,35$ „	Normal- „	. .	3,3 „ „ „
$\Delta = 0,4$ „	Spezial- „	. .	3,3 „ „ „
$\Delta = 0,4$ „	Normal- „	. .	3,6 „ „ „
$\Delta = 0,5$ „	Spezial- „	. .	3,6 „ „ „
$\Delta = 0,5$ „	Normal- „	. .	4,0 „ „ „

Bei ausgeglühten Stahlblechen, wie sie z. B. von der Wagner Electric Co. in St. Louis für die großen Transformatoren der Niagarawerke verwendet wurden, genügt die beim Ausglühen sich bildende Oxydschicht zur Isolation. Das Ausglühen muß sehr


Digitized by Google

sorgfältig durchgeführt werden und geschieht ganz zuletzt, erst unmittelbar vor dem Einbau der Bleche.

Bei Eisenblechen ist die Papierisolation am zuverlässigsten.

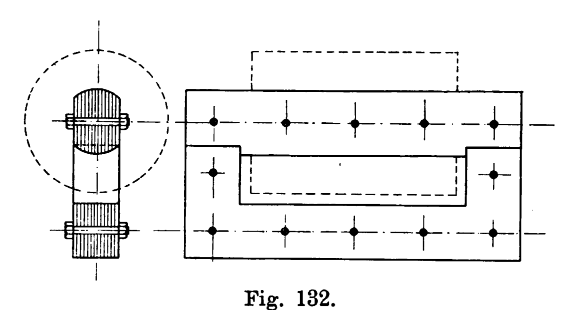


Fig. 132.

Zum Aufkleben des Papieres mittels Stärkekleister werden heute meistens Maschinen verwendet.[1]) Diese gestatten, Papier von einer 0,02 bis 0,03 mm Dicke aufzutragen. Es gehen dabei und durch

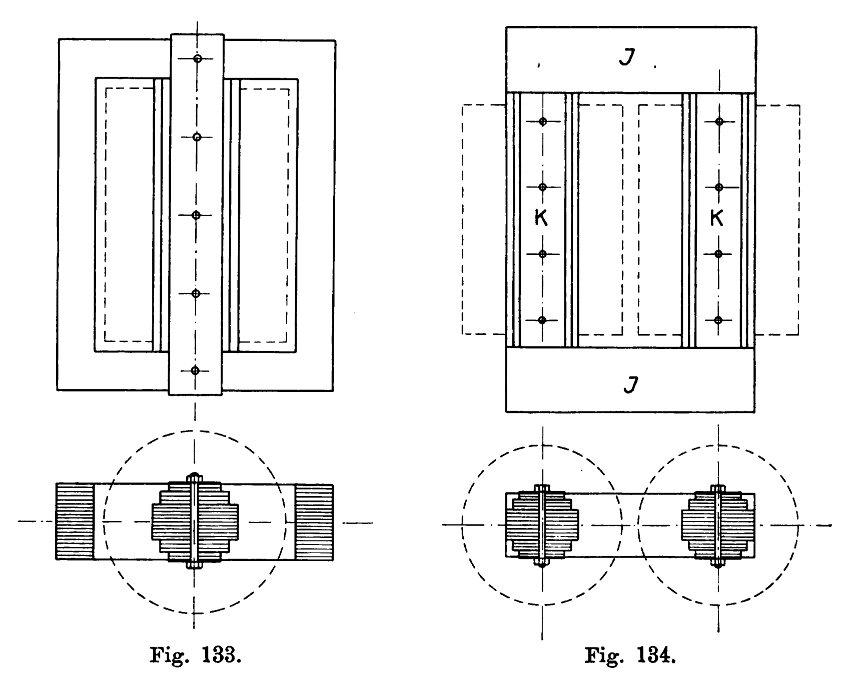


Fig. 133. Fig. 134.

Unebenheiten der Bleche 8 bis 12 % des Raumes verloren, so daß nur durchschnittlich 90 % des Querschnittes Eisen enthält. Papier,

[1]) Solche Maschinen liefert die Maschinenfabrik von Stollberg in Offenbach a. M.

Digitized by Google

das in selbständigen Scheiben eingelegt wird, erhält eine größere Stärke, etwa 0,06 mm, und die Raumausnutzung beträgt nur ca. 85 %.

Die einzelnen Teile des Eisenkörpers werden entweder stumpf gegeneinander gestoßen und die Stoßflächen sauber bearbeitet, oder die Bleche werden an den Stoßstellen gegeneinander versetzt und ineinander geschoben (verzapft). Im ersteren Falle ist es meistens erforderlich, die Bleche eines jeden Teiles durch Schrauben- oder Nietbolzen zusammenzuhalten. Bei geringen Sättigungen des Eisens bis etwa $B = 5000$ ist es nicht nötig die Bolzen zu isolieren, dagegen bei größeren Sättigungen ist eine Isolation der Bolzen durchaus geboten, weil sonst die Wattverluste wesentlich gesteigert werden. Dasselbe gilt von massiven gußeisernen Gehäusen, falls die Bleche von solchen zusammengehalten werden. Bei Transformatoren mit Ölfüllung, die bei guter Kühlung Sättigungen B bis 12000 und 13000 zulassen, wird ein Zusammenhalten der Bleche durch massive Gußteile besser ganz vermieden.

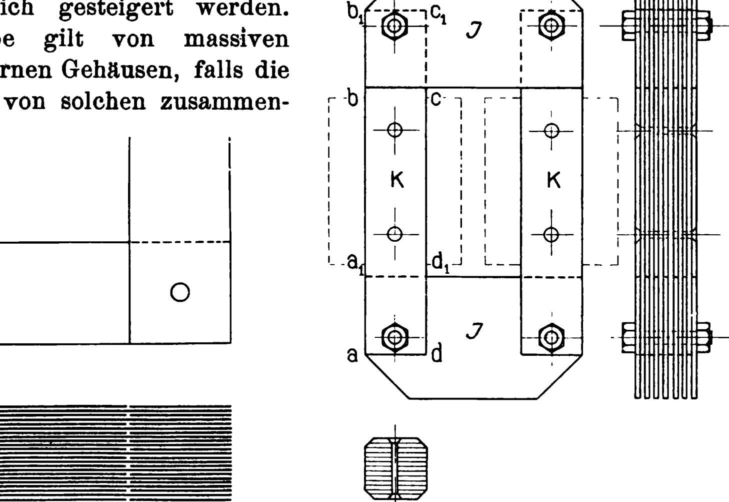


Fig. 135. Rechtwinklig versetzte Stopfungen.

Fig. 136. Transformator mit Überlappung der Bleche.

Gebräuchliche Formen der Eisenkörper von Einphasentransformatoren stellen die Fig. 132 bis 134 dar. Die Lage der Spulen ist jeweils durch punktierte Linien angegeben.

Der Körper (Fig. 132) besteht aus einem Kern und einem ⊔-förmigen Joch, welche stumpf zusammenstoßen. Diese Form wird von Brown, Boveri & Co. für kleinere Transformatoren verwendet.

In Fig. 133 gehören zu einem Kern zwei ⊔-förmige Joche, ihr Querschnitt ist daher nur gleich der Hälfte des Kernes. Diese

Digitized by Google

Anordnung ist für kleinere Transformatoren bis etwa 10 KW geeignet und wird von der Maschinenfabrik Örlikon benutzt. Für größere Transformatoren ist die in Fig. 134 dargestellte, zuerst von G. Kapp angewandte und nun beliebte Form geeignet. Sie hat zwei Kerne *K* mit zwei Spulensätzen und zwei Jochstücke *J*. Bei kurzem Kraftlinienweg wird die zu bewickelnde Kernlänge groß.

Kern- und Jochbleche können nun entweder stumpf gegeneinander stoßen, oder sie können gegeneinander so versetzt sein, daß an den vier Ecken des Eisenkörpers eine rechtwinklige Verzapfung entsteht (Fig. 135). Durch letztere Anordnung werden die

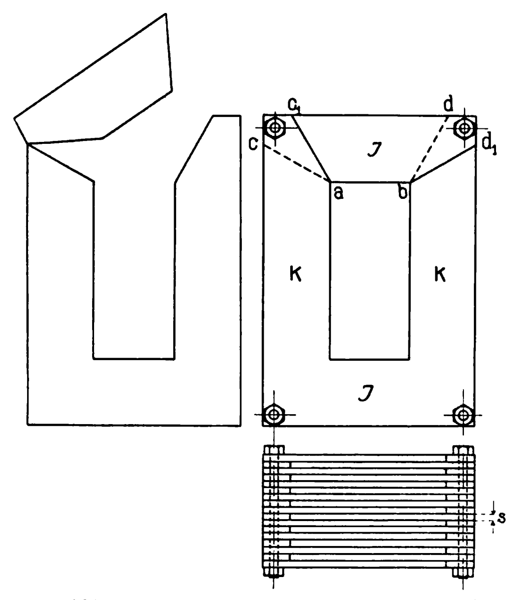


Fig. 137. Jochverzapfung der E.-A.-G. Helios.

stumpfen Stoßfugen, deren Einfluß auf S. 14 erörtert wurde, umgangen. Nach einer Anordnung von Ganz & Co. lassen sich die Stoßfugen auch in folgender Weise vermeiden (Fig. 136). Die Kernbleche werden abwechselnd so gegeneinander versetzt, daß sie entweder die Lagen $abcd$ oder $a_1 b_1 c_1 d_1$ einnehmen; in die frei bleibenden Zwischenräume werden dann die Jochbleche eingeschoben. Da die Anzahl derselben nur gleich der Hälfte der Kernbleche ist, so werden sie annähernd doppelt so hoch.

Die doppelte Höhe des Joches kann umgangen werden, indem man nach Ausführungen der A. E.-G. den von der Jochlänge zwischen den beiden Kernen freibleibenden Raum durch nachträglich eingeschobene Bleche ausfüllt.

Digitized by Google

Auf eine andere Art sind Joch und Kern in der Konstruktion der E. A. Helios (Fig. 137) verzapft. Die Bleche sind in Pakete von der Stärke s geordnet, diese stoßen abwechselnd bei ac, bd und bei ac_1, bd_1 zusammen, und quer durchgehende Schrauben, welche die Zapfen von Joch und Kern fassen, pressen beide Teile fest aneinander. Die Stärke s eines Paketes soll etwa 5 mm nicht überschreiten, weil sonst infolge von Kraftflußkontraktionen an den Stoßstellen der magnetische Widerstand erhöht und die Eisenverluste vergrößert werden.

Die bis jetzt angeführten Formen sind für Kerntransformatoren bestimmt. Der Eisenkörper des Manteltransformators wurde von den diese Type bauenden Firmen hauptsächlich nach praktischen Erfahrungen ausgebildet, die in Bezug auf Blechschnitt die geringsten Materialverluste und in Bezug auf Montage den bequemsten Aufbau darstellen.

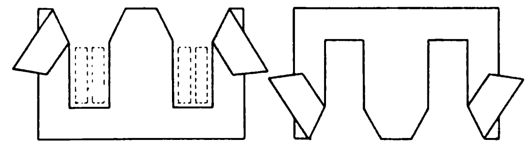


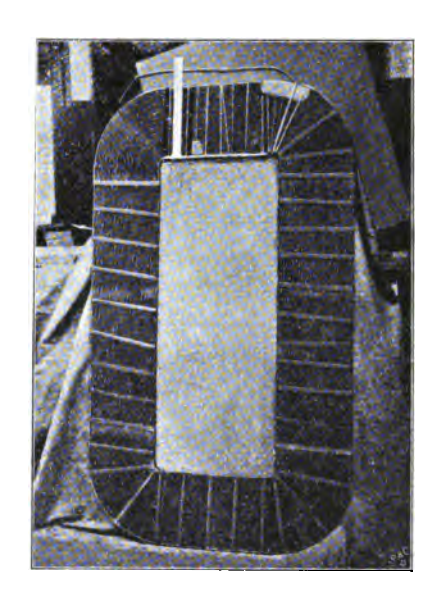
Fig. 138. Manteltransformatorentype der Westinghouse Comp.

Im Westinghouse-Transformator werden die Stoßfugen überdeckt. Die Bleche sind, wie Fig. 138 zeigt, aus einem Stück gestanzt und zu beiden Seiten des Mittelsteges schräg aufgeschlitzt. Nachdem der Steg zurückgeklappt ist, kann das Blech über die vorher fertig gewickelten und isolierten Spulen geschoben werden. Die Lappen werden dann wieder zurückgebogen. Das folgende Blech wird in gleicher Weise von der anderen Spulenseite aus eingebracht, so daß beim fertigen Eisenkörper immer eine Schnittstelle von den benachbart liegenden Blechen überdeckt wird.

Das Material der aus dem Blech gestanzten Fenster geht bei dem Westinghouse-Transformator verloren. Man hat daher für größere Typen den Transformatormantel aus mehreren Stücken zusammengesetzt. Die Blechstöße überdecken sich bei aufeinanderfolgenden Blechlagen. Aus Fig. 139 ist der Vorgang beim Einbau der Bleche in die fertige Spule bei einem großen Manteltransformator zu erkennen.

Mordey hat den Blechschnitt derart abgeändert, daß der aus dem Rahmen herausgestanzte Teil ohne irgend welchen Blechabfall zum Aufbau des Kernes verwendet werden kann. Zunächst werden die Blechtafeln in Stücke von $3d \times 2d$ und $2d \times 2d$ zerschnitten und hieraus, wie Fig. 140 zeigt, Fenster mit den Abmessungen

Digitized by Google

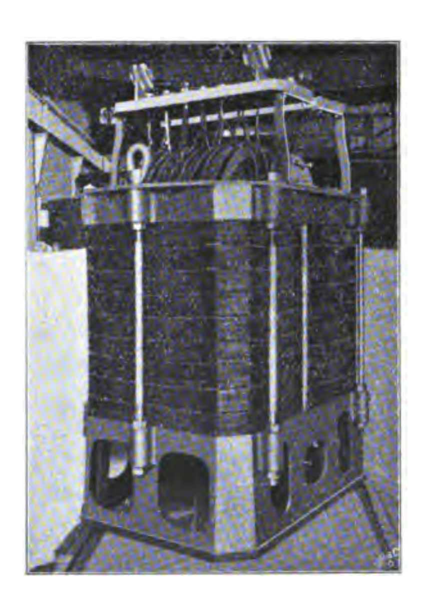


Fig. 139. Montierung eines großen Manteltransformators.

$2d \times d$ und $d \times d$ ausgestanzt. Der übrig bleibende Rahmen der kleineren Blechstücke wird halbiert. Aus Fig. 140 I und II ist die Zusammenstellung der fünf Teile ersichtlich. Der Rahmen *A*, *A* wird über die Spulen und die Teile *D* und *B* in die Spulen ge-

Digitized by Google

schoben. Die Zusammenstellungen I und II folgen abwechselnd aufeinander und überdecken gegenseitig ihre Trennungsfugen.

Ähnlich sind auch die Manteltransformatoren der Siemens-Schuckertwerke. Das aus der Blechtafel $3d \times 2d$ herausgestanzte

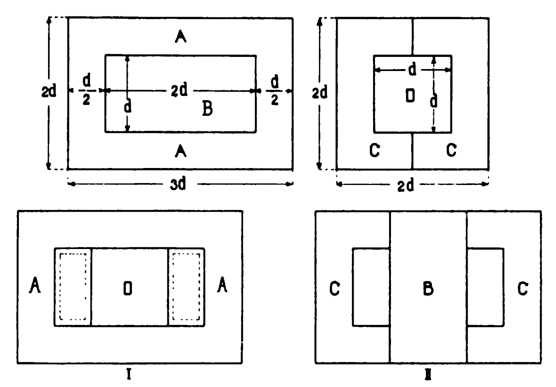


Fig. 140. Blechschnitte des Mordey-Transformators.

Fenster liefert den Kern. Der übrigbleibende Rahmen wird halbiert und gibt den Mantel. Den Blechschnitt und die Zusammensetzung

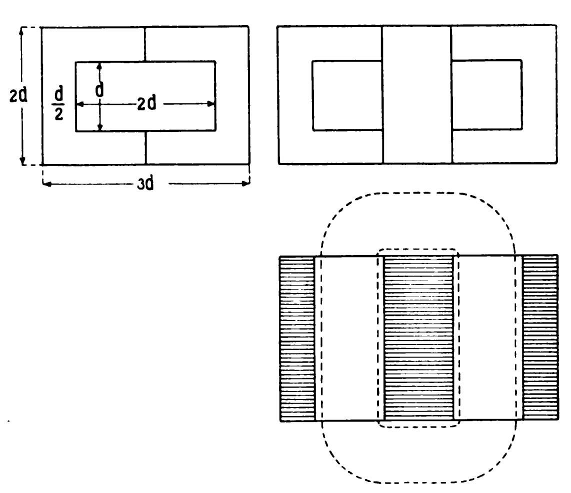


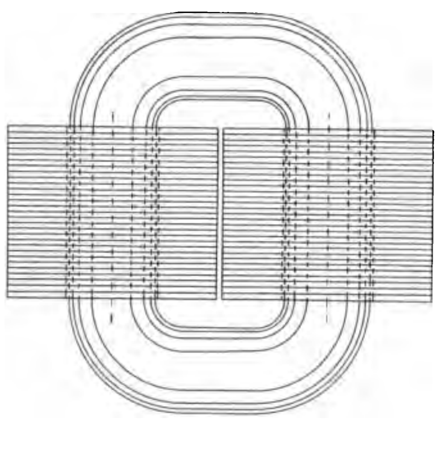
Fig. 141. Blechschnitte der Manteltransformatoren der Siemens-Schuckertwerke.

der drei Teile zeigt Fig. 141; die Stoßfugen sind stumpf und werden bearbeitet.

Einen Manteltransformator, bei welchem der Kraftlinienweg im Eisen auf ein Minimum reduziert wird, baut die Electrical Construktion Co., dieser ist in Fig. 142 dargestellt. Die Wicklung wird

Digitized by Google

hier derart angeordnet, daß die, sämtlichen Primär- und Sekundärspulen umschriebene Figur einen Kreis darstellt. Der Eisenmantel wird aus kreisförmigen Blechringen gebildet, die an einer Stelle aufgeschlitzt sind. Bei der Montage werden diese Ringe einzeln auf den fertig gewickelten und durch Bänder vereinigten Spulenkörper aufgebracht, indem man die Ringe aufbiegt.



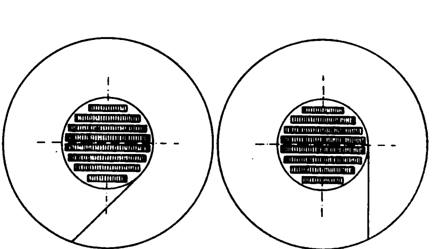


Fig. 142. Manteltransformator der Electrical Constructions Comp.

Im Transformator von Ferranti (Fig. 143) bildet ein einziger Blechstreifen einen vollständigen magnetischen Kreis. Ein Bündel von Blechstreifen wird in die Spulen eingeschoben und jedes Blech einzeln nach der einen oder der anderen Seite abgebogen. Die Länge der Bleche ist so bemessen, daß sich deren Enden überdecken.

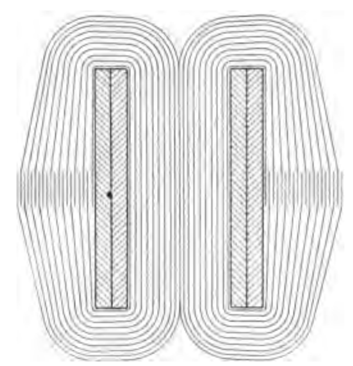


Fig. 143. Transformator von Ferranti.

Bei sehr großen Transformatoren wird man noch zu anderen Lösungen der Aufgabe als den hier gegebenen gelangen. Mit Blechstücken, die sich überlappen, läßt sich in mannigfacher Weise ein Eisenkörper zusammenbauen.

43. Eisenkörper von Mehrphasentransformatoren.

Ein Zweiphasentransformator wird meistens aus zwei Einphasentransformatoren gebildet, diese können jedoch zu einem einzigen Transformator mit 3 Eisenkernen vereinigt werden; zwei Kerne sind bewickelt und der dritte dient als magnetischer Rück-

Digitized by Google

leiter. In letzterem Falle kann der Eisenkörper dieselbe Form wie die eines Dreiphasentransformators erhalten, nur muß der dritte Kern einen $\sqrt{2}$ mal größeren Querschnitt erhalten als die beiden andern. In Fig. 144 würde man z. B. die beiden äußeren Kerne bewickeln und den mittleren als magnetischen Rückleiter benützen.

Ein **Dreiphasentransformator** kann aus drei Einphasentransformatoren bestehen, indem man jeder Phase einen besonderen Transformator gibt. Dieses Verfahren wird namentlich bei großen Leistungen vielfach angewandt. Man erreicht dadurch eine größere

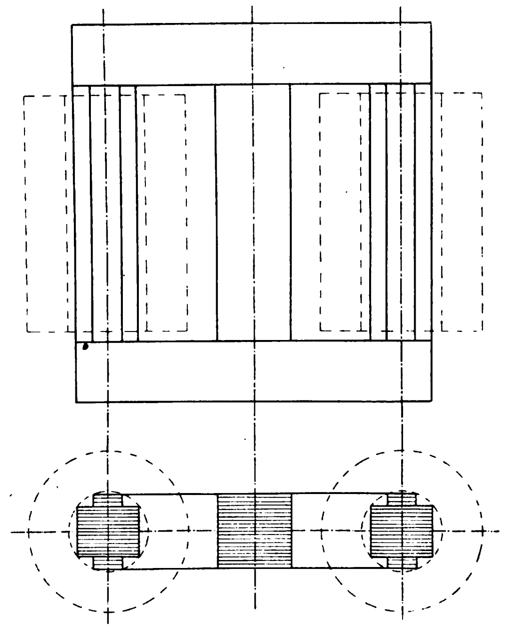


Fig. 144. Zweiphasentransformator.

Abkühlungsfläche und bei Beschädigungen sind Reparaturen bequemer auszuführen und es ist eine kleinere Reserve notwendig.

Andererseits bietet auch die Verwendung von mehreren elektrisch verketteten Einphasentransformatoren den Vorteil einer Vereinfachung der Fabrikation, indem für Ein-, Zwei- und Dreiphasentransformatoren gleiche Blechschnitte, gleiche Schablonen für die Spulen und gleiche Armaturen für den Zusammenbau zur Anwendung kommen können.

Die gleichen Vorteile kann man jedoch auch erreichen, indem man, wie dies von der Maschinenbau-A.-G. vorm. Schwartzkopf ausgeführt wird, den Mehrphasentransformator durch Aneinanderreihen von 2 bezw. 3 Einphasentransformatoren aufbaut.

Digitized by Google

Fig. 145 zeigt, wie aus dem normalen Einphasentransformator der Zwei- und Dreiphasentransformator entsteht. Während z. B. bei

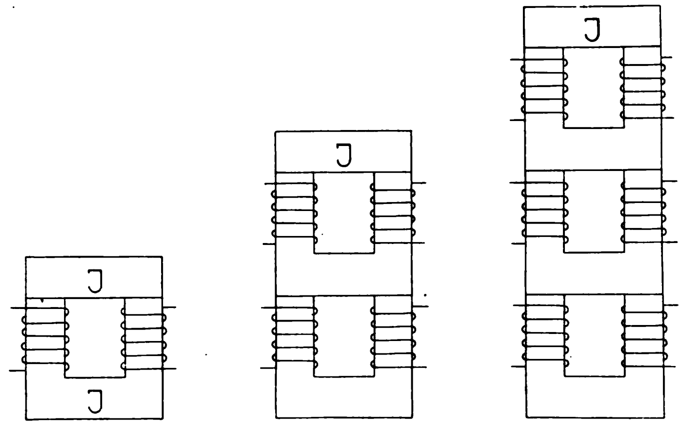


Fig. 145. Ein-, Zwei- und Dreiphasentransformator der Maschinenbau-Aktien-Gesellschaft vorm. Schwartzkopf.

3 nur elektrisch verketteten Einphasentransformatoren das Joch J 6 mal vorkommen mußte, kommt es bei dieser Form nur 4 mal vor.

Diese Vorteile einer einfachen Fabrikation werden jedoch nur bei ganz normalen und gangbaren Typen in Betracht kommen können. So lange deshalb die Vorteile einer größeren Abkühlungsfläche und einer geringeren Reserve nicht besonders in Frage kommen, wird unter sonst gleichen Verhältnissen das Eisengewicht von 3 Einzeltransformatoren stets größer sein, als das bei den Anordnungen mit magnetischer Verkettung der Kraftflüsse.

Die Eisenkonstruktion eines Transformators, der bei der ersten berühmten Dreiphasenkraftübertragung in Lauffen a/N. — Frankfurt a/M. im Jahre 1891 im Betriebe war, ist in Fig. 146 dargestellt. Drei vertikale Eisenkerne werden oben und unten je durch einen aus Bandeisen gewickelten Jochring miteinander verbunden.

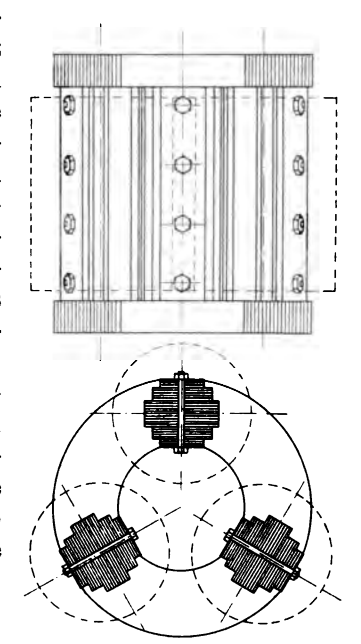


Fig. 146. Dreiphasentransformator der Kraftübertragung Lauffen-Frankfurt.

Da Bandeisen wesentlich teurer ist als Tafelblech, ist es vorteilhaft, den

Digitized by Google

Ring aus Blechstücken herzustellen. In Fig. 147 besteht der Ring aus drei Segmenten. Jedes Segment wird aus Blechpaketen in eine gußeiserne Form gezwängt und die ungleichen Enden werden abgeschnitten. Die vertikalen Kerne werden so gestellt, daß ihre Mitte auf die Mitte einer Fuge fällt.

Noch besser ist es, den Ring durch Aneinanderreihen von Blechstücken fortlaufend zu wickeln und die Bleche durch Nieten oder Schrauben, welche in gebohrten Löchern sitzen, wie in Fig. 148 a, gegeneinander zu sichern. Fig. 148 b veranschaulicht den gesamten auf diese Art hergestellten Eisenkörper.

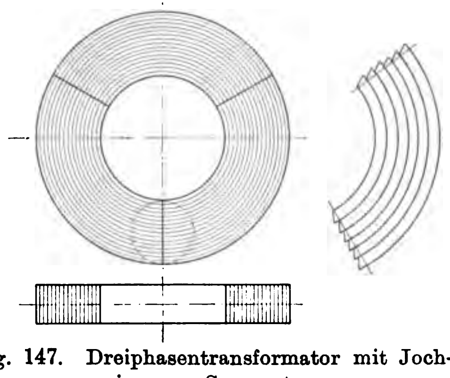


Fig. 147. Dreiphasentransformator mit Jochring aus Segmenten.

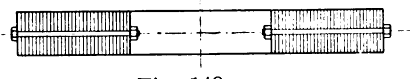


Fig. 148a.

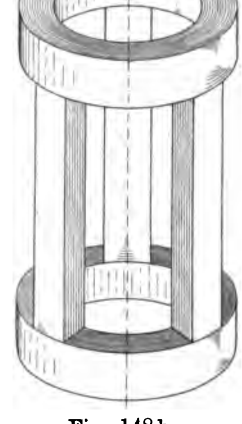


Fig. 148b.

Fig. 148a und b. Dreiphasentransformator mit Jochring aus fortlaufend gewickelten Blechen.

Eine andere Lösung der Aufgabe stellt die Jochform dar, die in Fig. 67, S. 86 dargestellt ist.[1]) Hier ist es in bequemer Weise möglich, Joch und Kern zu verzapfen. Man versetzt zu dem Zwecke, wie dies aus Fig. 149, die einen von der Ges. f. elektr. Industrie, Karlsruhe, ausgeführten Transformator darstellt, ersichtlich ist, die Blechpakete des Kernes von etwa 5 mm Stärke gegeneinander und legt in die entstehenden Lücken die Jochbleche. Die Zahl der Letzteren ist dann nur gleich der Hälfte der Kernbleche, sie werden daher annähernd doppelt so hoch. Die Zwischenräume der einzelnen Pakete der Jochbleche begünstigen die Abkühlung des Transformators.

[1]) Amerik. Patent No. 644565 v. E. Arnold.

Digitized by Google

Wie schon früher S. 85 an Hand der Fig. 67 erläutert wurde, bildet der Eisenkörper drei getrennte magnetische Stromkreise und der gesamte Kraftfluß eines Kernes wird um 15%

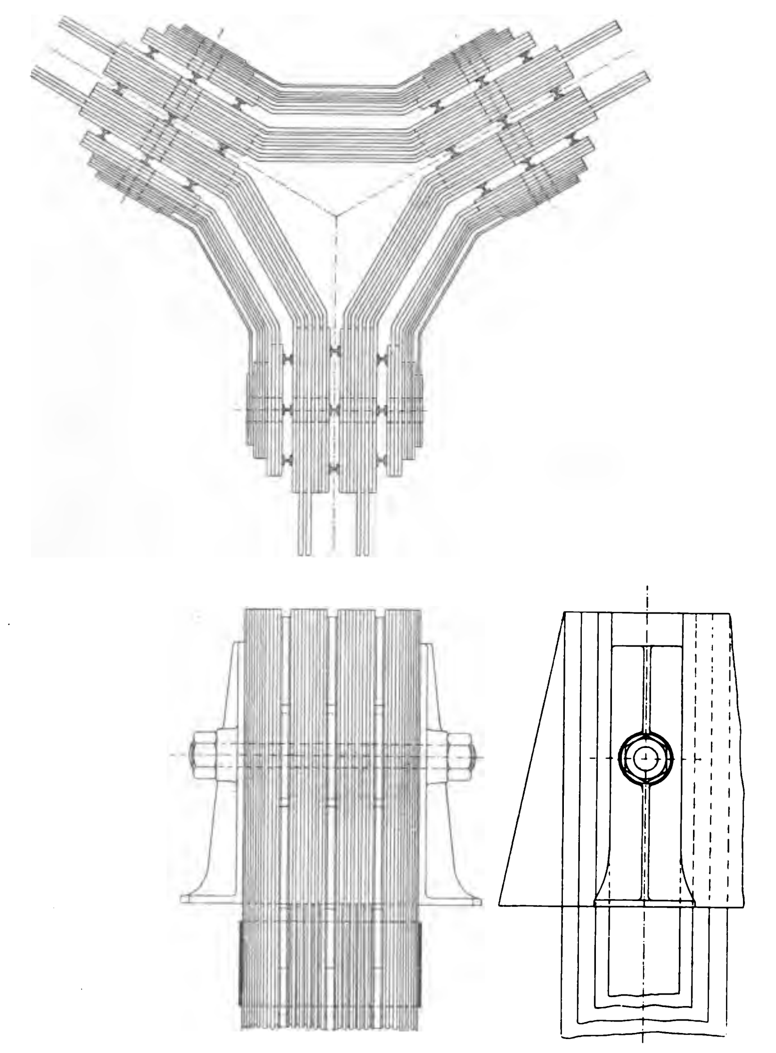


Fig. 149. Kern- und Jochanordnung nach einer Ausführung der Gesellschaft für elektrische Industrie (Arnoldtype).

größer als bei vollkommener magnetischer Verkettung, andererseits ergibt aber diese Konstruktion das kleinste Eisengewicht für die Jochverbindungen.

Digitized by Google

Eine für die Fabrikation günstige Form ist die Anordnung der A. E.-G. Berlin, die für vertikale und horizontale Eisenkerne in den Fig. 150 und 151 gezeichnet ist. Kerne und Joch stoßen mit sauber bearbeiteten Flächen stumpf zusammen. In Fig. 151 besteht jedes Joch aus zwei Stücken und die Kerne übergreifen das Joch.

Nach der von Ganz & Co. (Fig. 152) ausgeführten Konstruktion lassen sich, ebenso wie in Fig. 136 gezeigt wurde, die Bleche an den Stoßstellen überlappen, indem man die Kernbleche $a\ b\ c\ d$ und $a_1\ b_1\ c_1\ d_1$ versetzt und für je zwei Kernbleche ein Jochblech in die entstandene Lücke eingelegt.

Fig. 150. Dreiphasentransformator der A. E.-G.

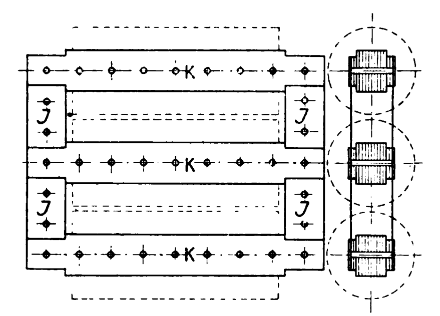


Fig. 151. Dreiphasentransformator der A. E.-G.

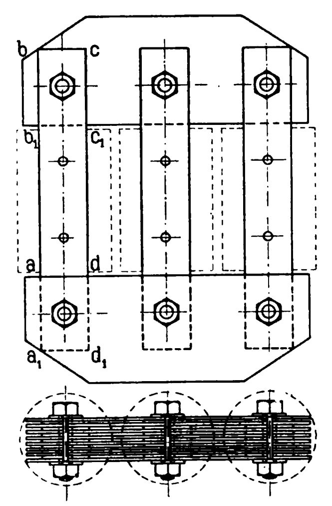


Fig. 152. Dreiphasentransformator von Ganz & Co.

Die Dreiphasentransformatoren der E. A.-G. vormals W. Lahmeyer & Co. und A.-G. Siemens & Halske haben scheibenförmige Joche (Fig. 153), gegen welche die Kerne gepreßt werden. Die E.-A. Alioth und die Maschinenbau-A.-G. Schwartzkopf verwenden die Anordnung Fig. 154, welche der vorhergehenden ähnlich ist.

Digitized by Google

Beide Konstruktionen (Fig. 153 und 154) haben den Nachteil, daß sich die Bleche an den Stoßstellen rechtwinklig kreuzen, sie

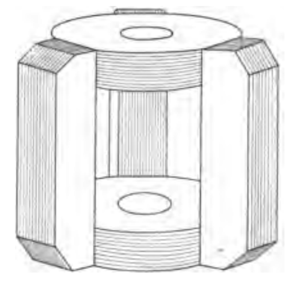


Fig. 153. Dreiphasentransformator mit scheibenförmigem Joch.

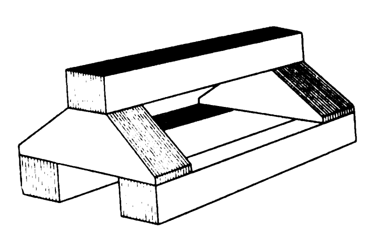


Fig. 154. Dreiphasentransformator der E.-A. Alioth.

sind also leitend verbunden und es ist notwendig eine dünne Schicht Papier in die Fugen einzulegen, um das Entstehen von Wirbelströmen zu verhindern, dadurch wird aber der magnetische Widerstand und infolgedessen der Leerlaufstrom vergrößert.

Für mehrphasige Transformatoren wird die Manteltype verhältnismäßig selten gebaut. Ein Beispiel für den Aufbau des Eisenkörpers einer derartigen Anordnung der Siemens-Schuckertwerke zeigt Fig. 155. Der Blechschnitt ist hier wieder derart angeordnet, daß der aus den Fenstern herausgestanzte Teil zur Bildung der Kernpakete benützt wird.

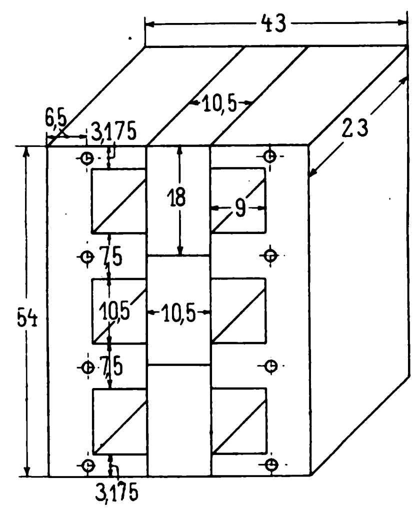


Fig. 155. Eisenkörper eines Manteltransformators der Siemens-Schuckertwerke für 20 KVA.

44. Querschnittsform des Kernes und Verbindung der Kernpakete.

Die Querschnittsform des Kernes muß so gewählt werden, daß bei größtmöglicher Abkühlfläche die aufzubringenden Kupferwindungen die geringste Länge besitzen. Dies wird, wie aus den ausgeführten Beispielen ersichtlich ist, durch Herstellung des Kernes aus verschieden breiten Blechpaketen erzielt.

Digitized by Google

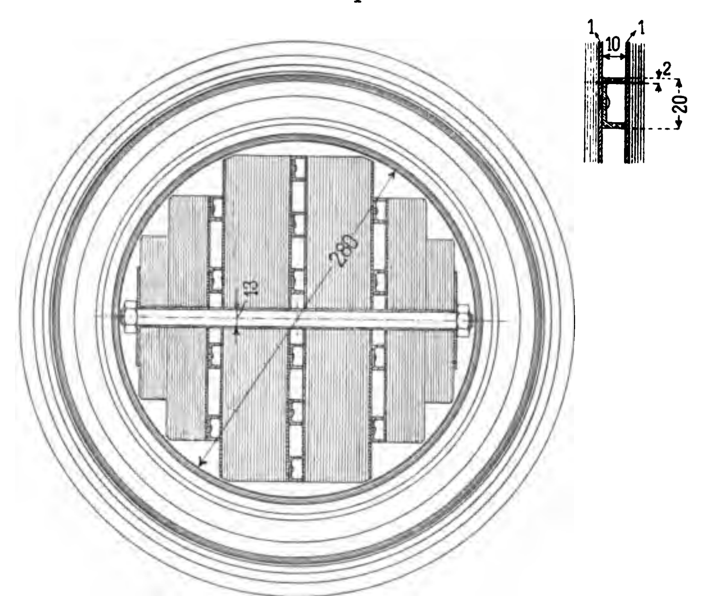


Fig. 156. Kernquerschnitt mit Ventilationsrippen.

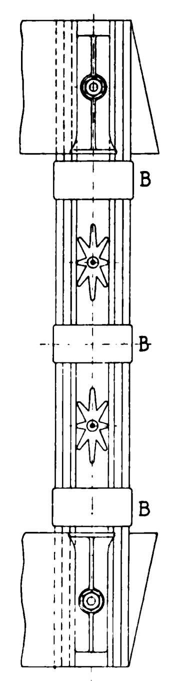


Fig. 157. Kern mit Bolzenköpfen u. Hanfbandagen.

Die Verbindung der den gesamten Kern bildenden Blechpakete kann entweder durch isolierte Bolzen erfolgen, oder durch Anbringung einer den Kern zusammenhaltenden Hanfschnur-Bandage. (*B B*, Fig. 157). Damit der Transformator möglichst geräuschlos arbeitet, sind die Endbleche der einzelnen Pakete dicker zu wählen. In Fig. 156 ist der Eisenkörper eines gut gelüfteten Dreiphasentransformators dargestellt. Die Kern- und Jochbleche bestehen aus 0,35 mm Schmiedeeisenblech.

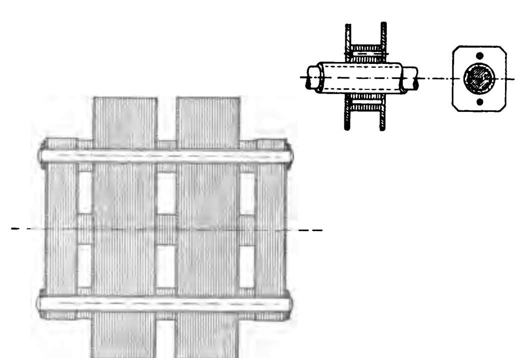


Fig. 158. Kernquerschnitt mit 3 Luftschlitzen. Distanzierung aus Blechplättchen.

Digitized by Google

Die den Luftschlitzen benachbarten Endbleche sind 1 mm stark. Die Distanz der Luftschlitze wird durch ⊔- oder ⊥-förmig ausgebil-



Fig. 159. Eisenkörper eines Dreiphasentransformators.

dete Messingstäbe gehalten. Die Bolzen, welche den Kern zusammenhalten, sind durch Preßspanhülsen von 1 mm Stärke isoliert. Die Schraubenköpfe liegen auf 2 mm dicken Messingplatten.

Digitized by Google



Fig. 160. Manteltransformator der Westinghouse Comp.

Digitized by Google

Man kann die Unterlagplatten auch aus Gußeisen herstellen und sie wie in Fig. 157 sternartig ausbilden.

Die Luftkanäle im Kerne können noch auf manch andere Art hergestellt werden, z. B. durch Zwischenlage von paraffinierten oder in Öl getränkten Holzleisten, oder durch Aufnieten von kleinen Blechpaketen auf das stärkere Endblech, wie in Fig. 158. Die kleinen hierzu nötigen Bleche werden aus Blechabfällen ausgestanzt. Die Bolzen, welche die Blechpakete zusammenhalten, sind auf ihrer ganzen Länge und auch von den Endplatten zu isolieren, weil sonst je zwei Bolzen mit den Endblechen eine in sich geschlossene Windung bilden.

Die Gesamtheit des Aufbaues des Eisenkörpers und die Armierung des Joches ist sehr deutlich aus Fig. 159 zu ersehen. Hanfbandagen allein genügen zum Zusammenhalten der Kerne nur dann, wenn sie in Verbindung mit einer Überlappung der Kern- und Jochbleche verwendet werden. Ein Beispiel hierfür gibt Fig. 149 u. 157. Auf die Kernpakete kommt zunächst eine Preßspan-, Leatheroid- oder Asbestisolation, worüber dann eine feste Hanfschnur gewickelt wird.

Bei den Manteltransformatoren werden die Bleche durch zwei gußeiserne Rahmen nach Art der Fig. 160 gefaßt und mittels Schrauben, die außerhalb der Bleche liegen, zusammengepreßt.

Verschiedene weitere Anordnungen für die Ausführung der Kern- und Jochverbindungen, sowie der Armierung des Eisenkörpers sind aus den Beispielen für ausgeführte Transformatoren in den Abschnitten 49 u. 50 zu entnehmen.

Digitized by Google

Zehntes Kapitel.

Anordnung und Isolation der Wicklung.

45. Anordnung der Wicklung. — 46. Die Isolation der Wicklung.

45. Anordnung der Wicklung.

Die Ausnutzung eines gegebenen Wicklungsraumes oder einer gegebenen Höhe der Wicklung bei vorgeschriebener Windungszahl, die Größe der Stromstärke, die Entstehung von Wirbelströmen in den massiven Leitern von großem Querschnitte, führen den Konstrukteur zu verschiedenen Querschnittsformen. Man verwendet runde, quadratische und rechteckige Querschnitte.

Die Isolation besteht gewöhnlich aus einer zweifachen (seltener dreifachen) Bespinnung mit Baumwolle, und zwar ohne Schellacktränkung. Die Stärke der Isolation von runden Drähten ist aus der folgenden Tabelle ersichtlich. Die Isolationsdicke ist auch etwas vom Drahtdurchmesser abhängig, so zwar, daß stärkere Drähte eine etwas dickere Bespinnung erhalten. Die Durchmesserzunahme des Drahtes ist im Mittel ca. 0,35 bis 0,5 mm.

Durchmesserzunahme durch die Umspinnung.

Umspinnung mit ungebleichter Baumwolle	No. 160	No. 100	No. 60	No. 50
1 mal umsponnen . . .	0,1 mm	0,13 mm	0,17 mm	0,2 mm
2 „ „ . . .	0,2 „	0,26 „	0,32 „	0,4 „
3 „ „ . . .	0,3 „	0,39 „	0,51 „	0,6 „
1 „ umsponnen, 1 „ umkloppelt . . .	0,6 „	0,63 „	0,67 „	0,7 „
2 „ umsponnen, 1 „ umkloppelt . . .	0,7 „	0,76 „	0,82 „	0,9 „

Bei Öltransformatoren werden auch Drähte, die mit Papierband isoliert sind, verwendet.

Digitized by Google

Quadratische und flache Drähte werden entweder zwei- oder dreimal besponnen oder mit Papier- oder Baumwollband umwickelt. Größere Querschnitte wickelt man oft nackt zu Spulen und die einzelnen Windungen werden erst nachträglich durch Streifen von Papier, Asbest etc. voneinander isoliert oder der Luftabstand benachbarter Windungen, die in einer Lage angeordnet sind, wird z. B. durch Aufwickeln einer Schnur parallel zum Draht so groß gemacht, daß eine weitere Isolation nicht erforderlich ist.

Um Wirbelströme zu vermeiden und ein bequemes Wickeln zu ermöglichen, stellt man große Querschnitte aus mehreren parallelen Drähten her. In derart verbundenen Drähten können infolge ungleicher Induktion in den einzelnen Drähten durch den Streufluß innere Ströme entstehen, um diese zu vermeiden, müssen in der Mitte der Kernhöhe die parallel geschalteten Windungen derart vertauscht werden, daß die Unsymmetrie ausgeglichen wird. Wenn z. B. drei Drähte übereinander liegen, wie in Fig. 161, so ist der innere mit dem äußeren und der äußere mit dem inneren zu verbinden.

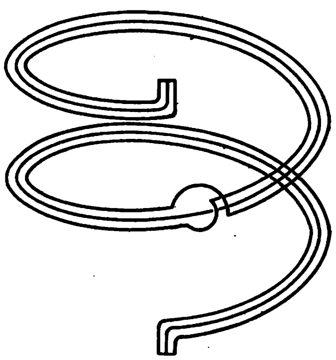


Fig. 161. Vertauschung der Leiter bei parallelgeschalteten Windungen.

Die maximale Spannung zwischen zwei benachbarten Drähten soll, wenn möglich, 100 Volt nicht übersteigen. Bei Hochspannungstransformatoren und großen Leistungen geht man bis 200 Volt und noch höher. Ist z. B. die Primärspannung 4500 Volt und die Windungszahl 1500, so haben wir pro Windung 3,0 Volt. Hat nun eine Spule 15 Windungen pro Lage, so erhalten wir zwischen der ersten und dreißigsten Windung (Fig. 162) eine Spannungsdifferenz von

30 16

1 15

Fig. 162.

$$30 \cdot 3{,}0 = 90 \text{ Volt.}$$

Ist die Zahl der Lagen einer Spule $= 11$, so besitzt eine Spule

$$11 \cdot 15 = 165 \text{ Windungen}$$

und wir erhalten im ganzen neun primäre Spulen.

Wir sehen hieraus, daß eine Hochspannungswicklung immer aus mehreren Spulen bestehen muß. Die einzelnen Spulen werden

Digitized by Google

auf der Wickelbank hergestellt, alsdann zusammengebaut und ihre Enden untereinander verbunden.

Verschiedene **Wicklungsarten der Spulen** sind in den Fig. 163 bis 170 dargestellt. Ist die Zahl der Wicklungslagen gerade, so liegen beide Enden auf derselben Seite, ist sie ungerade, auf entgegengesetzten Seiten der Spule. Eine ungerade Anzahl

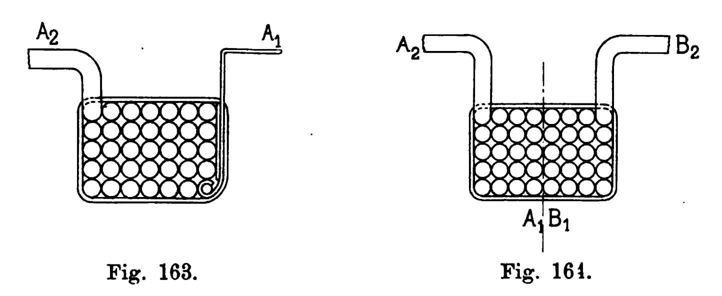


Fig. 163. Fig. 164.

Lagen ist daher für die Verbindung der Spulen untereinander bequemer.

In Fig. 163 liegt der Anfang A_1 der Spule unten und ist durch ein gut isoliertes Kupferband nach außen geführt. Beide Wicklungsenden können nach außen verlegt werden, indem man, wie die Fig. 164 zeigt, zuerst die eine Spulenhälfte $A_1 — A_2$ z. B. links herum und die zweite Hälfte $B_1 — B_2$ rechts herum wickelt. —

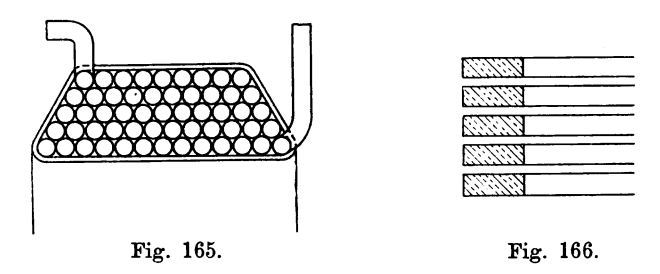


Fig. 165. Fig. 166.

Fig. 165 veranschaulicht eine konisch gewickelte Spule, Fig. 166 eine aus hochkantig gebogenem Kupferband und Fig. 167 eine aus drei parallelen, flach gewickelten Kupfer- oder Aluminiumbändern hergestellte Spule.

Hinsichtlich der **Anordnung der Spulen** unterscheidet man Zylinderwicklungen und Scheibenwicklungen. Bei der **Zylinderwicklung** bilden die Hoch- und Niederspannungswicklung konzentrische Zylinder (Fig. 168). Hierbei kann, um die Streuinduktion zu vermindern, die Niederspannungsspule in zwei hintereinander geschaltete zylindrische Wicklungen geteilt werden, zwischen welche

Digitized by Google

(Fig. 169 und Fig. 174) die Hochspannungswicklung gelegt wird. Eine Scheibenwicklung, bestehend aus vier Niederspannungsspulen und vier dazwischenliegenden Hochspannungsspulen, gibt Fig. 170.

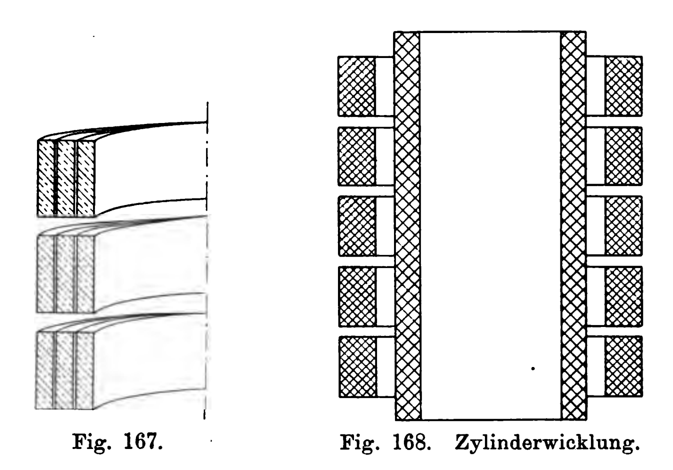


Fig. 167. Fig. 168. Zylinderwicklung.

Es ist wegen der Endisolation zweckmäßig, je eine Niederspannungsspule nach außen zu legen, und zwar sollen die beiden

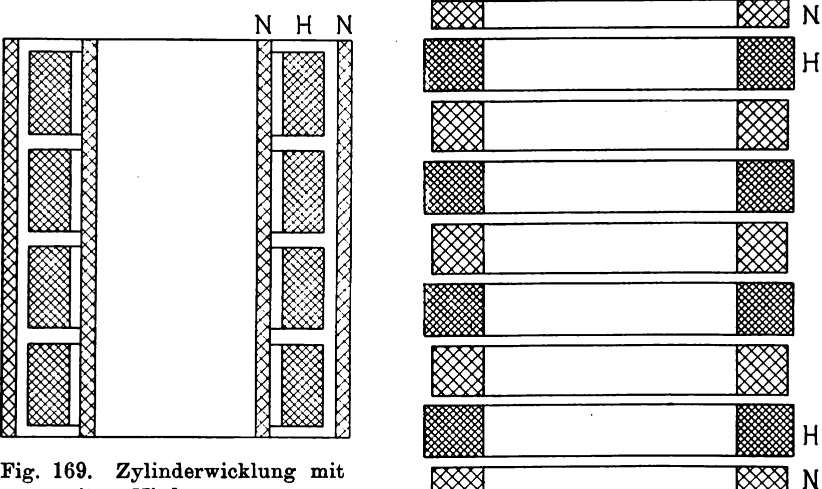


Fig. 169. Zylinderwicklung mit geteilter Niederspannungswicklung.

Fig. 170. Scheibenwicklung.

Endspulen nur halb so viel Windungen haben, wie die übrigen, damit sich auch an den Enden hinsichtlich der Erzeugung von Streufluß jeweils die Amperewindungen einer halben Hoch- und einer halben Niederspannungsspule nahezu kompensieren.

Digitized by Google

46. Die Isolation der Wicklung.

Die Isolation der Wicklung muß nach drei Richtungen erfolgen, es ist zu isolieren

1. die Wicklung gegen den Eisenkörper,
2. die Hoch- und Niederspannungswicklung gegeneinander,
3. die Hochspannungsspulen gegeneinander.

Die Isolation gegen den Eisenkörper bildet gewöhnlich ein Zylinder aus Papier (Manilapapier mit Kopallösung geklebt), der bei sehr hohen Spannungen eine oder mehrere Einlagen von Glimmer erhalten oder ganz aus Glimmer hergestellt werden kann. Bei aus Kupferband gewickelter Niederspannungswicklung wird häufig, statt einen Isolationszylinder zu verwenden, der Eisenkern direkt mit einer oder mehreren Lagen Preßspan, Asbest oder Rotpapier beklebt. Fig. 171 zeigt die bei der General Electric Comp. gebräuchliche Kernisolation.



Fig. 171. Kernisolation der General Electric Comp.

Bei Zylinderwicklungen werden Hoch- und Niederspannungswicklung durch einen Papierzylinder isoliert. Trocken hergestellte und wenn erforderlich in Leinöl oder Mineralöl gut ausgekochte Papierzylinder reichen bei Öltransformatoren für die höchsten technisch vorkommenden Spannungen aus und halten sich im Öl besser, als Zylinder aus Glimmer. Ein von Brown Boveri & Co. ausgeführter Öltransformator für $^{500}/_{150\,000}$ Volt besitzt z. B. zwischen beiden Wicklungen einen Papierzylinder von 25 mm Stärke.

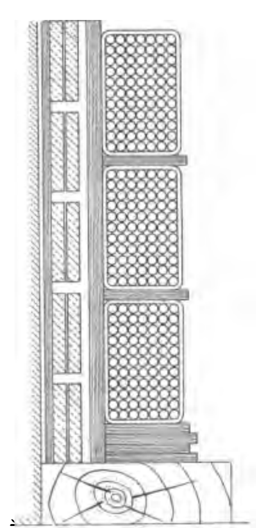


Fig. 172. Isolation einer Zylinderwicklung.

Bei der Isolation der beiden Enden der Wicklung muß die Oberflächenleitung berücksichtigt werden, die Wicklung muß daher auch genügend weit vom Eisenkörper entfernt sein. — Die Oberfläche kann durch treppenförmiges Abstufen des Isoliermaterials, wie z. B. in Fig. 172 gezeigt ist, vergrößert werden.

In Fig. 173 ist die Niederspannungswicklung aus nacktem und hochkant gebogenem Flachdraht hergestellt; zwischen die Win-

Digitized by Google

dungen sind Asbeststreifen eingeklebt. Die Isolation zwischen Eisenkern und Niederspannungsspule erfolgt durch einen 6 mm dicken

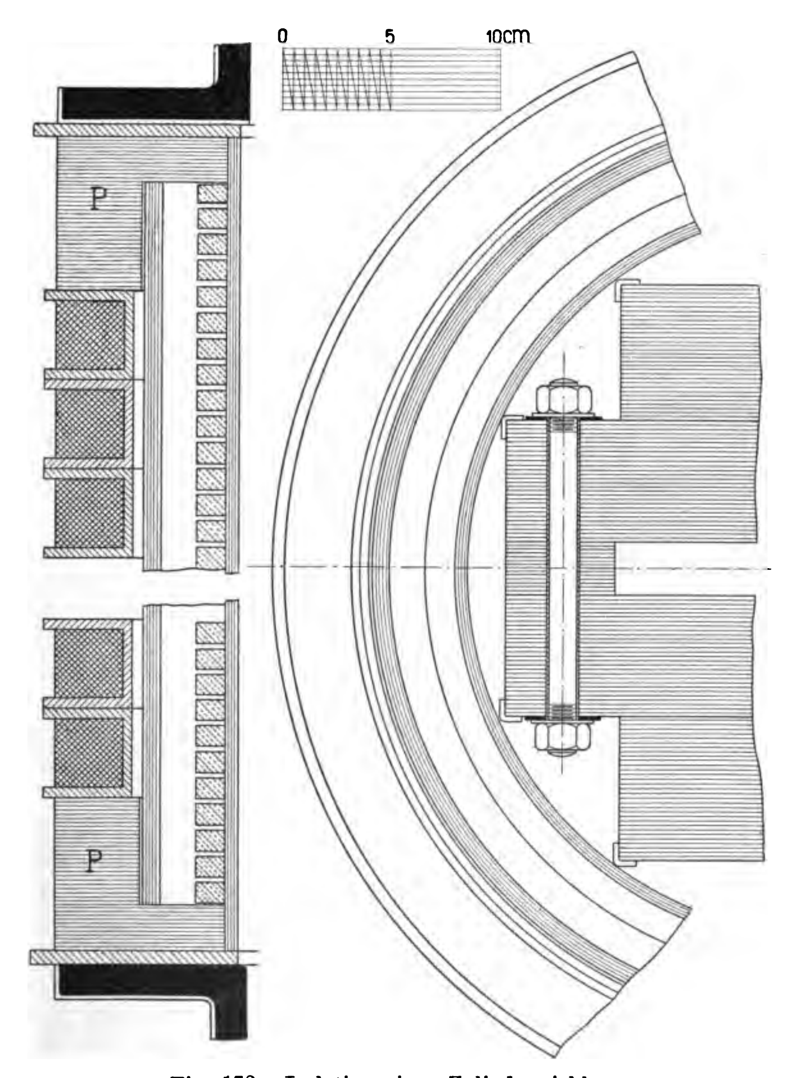


Fig. 173. Isolation einer Zylinderwicklung.

Papierzylinder. Die Kanten des Eisenkernes sind noch besonders mit Asbeststreifen beklebt.

Die fertigen, in Kasten aus Karton gewickelten Hochspannungsspulen und die Niederspannungsspulen werden mit einem Anstrich aus gutem Isolierlack versehen. Die Hochspannungsspulen

Digitized by Google

werden durch Preßspanscheiben P in genügender Entfernung vom Eisenkörper gehalten.

Eine Anordnung mit gespaltener Niederspannungswicklung und drei Papierzylindern zeigt Fig. 174.

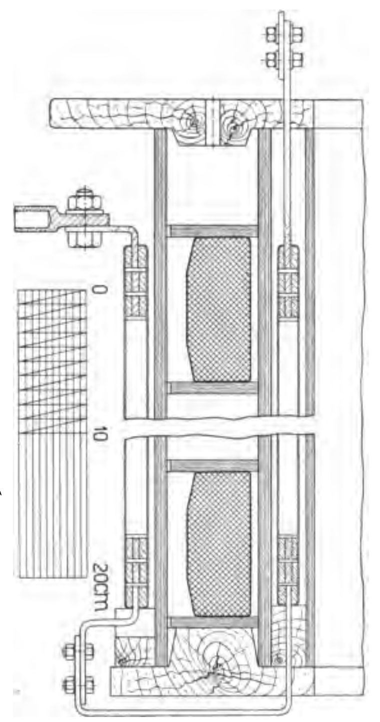


Fig. 174. Isolation einer Zylinderwicklung mit gespaltener Niederspannungswicklung.

Die Hochspannungsspulen sind zweimal mit Baumwollband von 0,5 mm Stärke umwickelt und in Firnis getränkt. Zwischen je zwei Spulen liegt eine Preßspanscheibe.

Bemerkenswert ist die Wicklung Fig. 175. Die Hochspannungsspulen sind zweimal mit Baumwolltuch von 0,5 mm bewickelt, in Lack getränkt und durch Holzklötze, die vorher stundenlang in kochendes Öl gelegt werden, voneinander getrennt. Die Holzklötze einer Lage umspannt eine Hanfschnur.

Fig. 176 zeigt eine Isolationsanordnung der Union E.-G., bei welcher die Hochspannungswindungen nur in sehr wenige Spulen unterteilt sind. Die einzelnen Lagen einer Spule müssen daher durch besondere Isolationszwischenlagen isoliert werden. Jede Hochspannungsspule ist dann noch besonders mit geölter, überlappter Leinwand umwickelt. Die Niederspannungsspulen bestehen aus flachkant gewickeltem Kupferband. Der Eisenkern ist mit Preßspan isoliert und mit Isolierband umwickelt.

Die Zylinderwicklungen sind bei modernen Transformatoren die weitaus gebräuchlichsten, da sie sehr einfach herzustellen sind und mit geringerem Aufwand von Isolationsmaterial für höhere Spannungen verwendet werden können als die Scheibenwicklungen. Scheibenwicklungen werden für die neuen Transformatortypen nur mehr dort angewendet, wo es sich um geringe Leistungen bei niederen Spannungen handelt.

Die Isolation von Scheibenwicklungen veranschaulichen die Fig. 177 bis 179.

Zunächst können, wie in Fig. 177, die Spulen in besondere Kasten aus Papier oder Papiermasse, Asbest etc. gewickelt werden.

Digitized by Google

Die Kasten der Hochspannungsspulen sind zweiteilig. Die Drähte beider Hälften werden innen verlötet und der eine rechts, der andere links herum aufgewickelt, so daß beide Enden außen liegen.

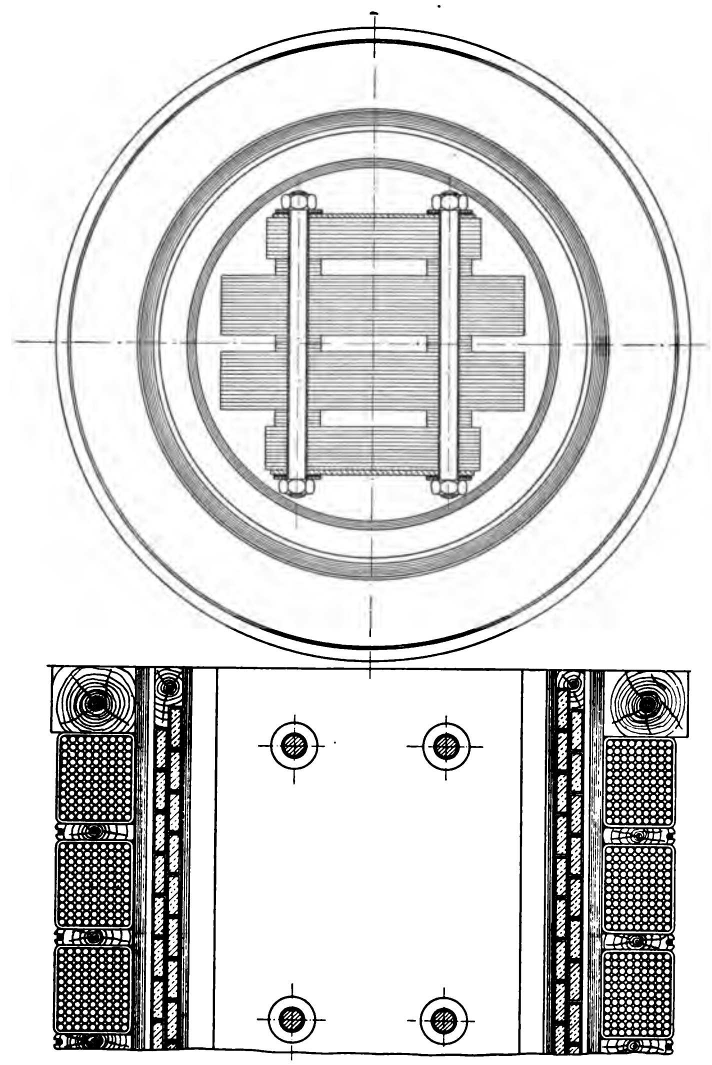


Fig. 175. Isolation einer Zylinderwicklung.

In Fig. 178 kommt ein Papierzylinder zur Anwendung und nur die H-Spulen haben Kasten.

Anstatt der Kasten ist es zweckmäßig, Ringe von ⌊-förmigem Querschnitt zu verwenden, wie in Fig. 179 dargestellt ist; diese

Digitized by Google

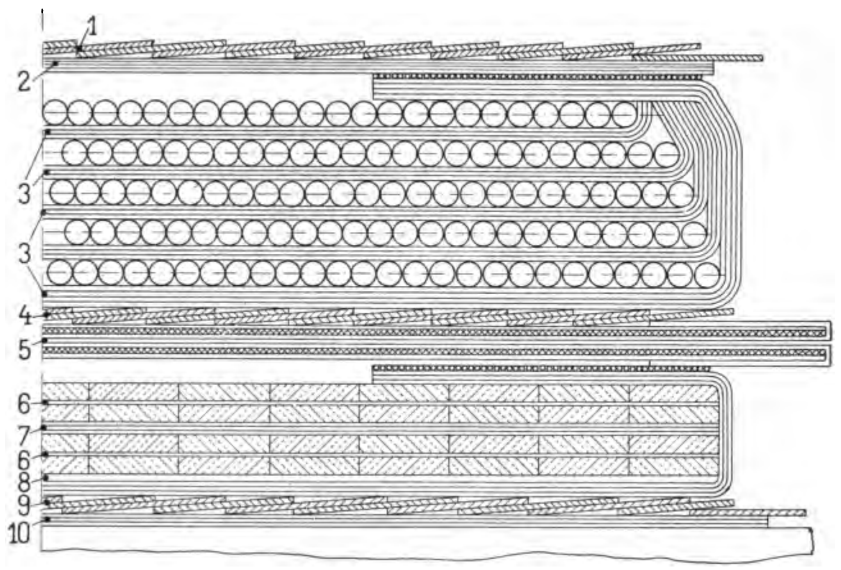


Fig. 176. Isolation einer Zylinderwicklung.

1. Baumwollband $^1/_2$ Überlappung.
2. Geölter Baumwollstoff.
3. Geölter Baumwollstoff, dazwischen geöltes Rotpapier.
4. Baumwollband $^1/_2$ Überlappung.
5. Geölt. Rotpapier, dazwisch. Glimmer.
6. Geölter Baumwollstoff.
7. Geölter Baumwollstoff, dazwischen geöltes Rotpapier.
8. Leatheroid-Eckenstück.
9. Baumwollband $^1/_2$ Überlappung.
10. Gurtband-Eckenstück.

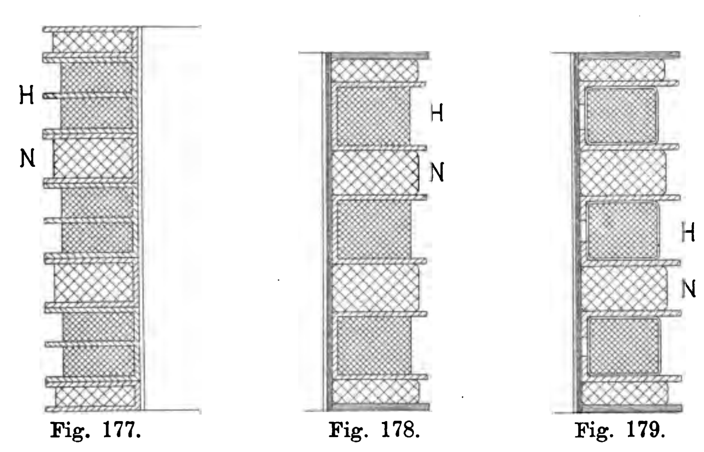


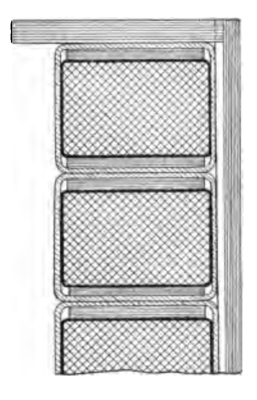
Fig. 177. Fig. 178. Fig. 179.

Fig. 177 bis 179. Isolation von Scheibenwicklungen.

haben den Vorteil, daß sie für verschiedene Spulengrößen verwendbar sind. Die *H*-Spulen sind 1 mal mit Baumwollband umwickelt und mit Firnis getränkt, die *N*-Spulen sind lackiert.

Digitized by Google

Es kann, wie in Fig. 180, die Isolation zum Teil auch durch Luftzwischenräume hergestellt werden, wodurch zugleich die Lüftung des Transformators erhöht wird. Die Spulen der Fig. 180 bestehen aus 3 mal besponnenem Draht; sie werden in einen isolierenden Lack getaucht, so daß sie sich vollständig mit einer Kruste überziehen. Der Luftabstand der Spulen wird durch Preßspanstücke *P* hergestellt, die mit der Spule durch Schnurbänder verbunden sind. Jede Spule erhält etwa 3 oder 4 solche Bänder.



Eine Scheibenwicklung mit allseitiger Isolation der Hochspannungsspulen gibt Fig. 181. Der Draht ist 2 mal besponnen, die fertige Spule wird in Sterlingfirnis getaucht, getrocknet, dann mit Paragummiband, 1 mm dicker Glimmerleinwand und 2 Lagen Baumwollband von 0,5 mm umwickelt und die fertige Spule wieder mit Sterlingfirnis getränkt.

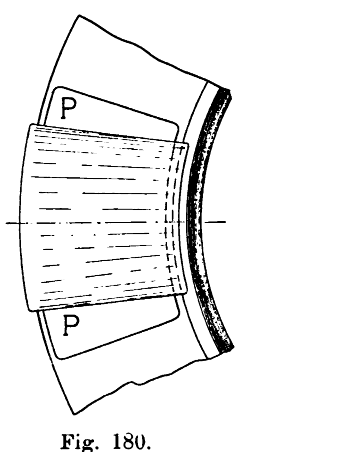


Fig. 180.

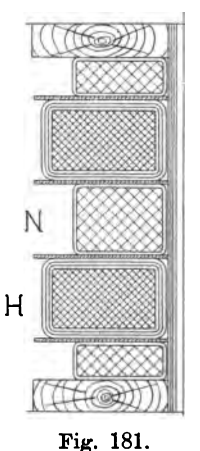


Fig. 181.

Fig. 180 und 181. Isolation einer Scheibenwicklung.

Die Niederspannungsspule hat ebenfalls 2 mal besponnenen Draht, ist mit Schellack getränkt und mit Bändern aus Hanfzwirn umwickelt. Diese Bänder halten die Drähte zusammen und lassen kleine Luftzwischenräume bestehen. Zwischen die einzelnen Spulen können noch Preßspanscheiben oder dünne Mikanitscheiben eingelegt werden.

Digitized by Google

Um eine genügende Isolationsfestigkeit zwischen den Spulen verschiedener Kerne zu sichern, müssen je nach der Höhe der Spannung die am nächsten liegenden Punkte des Spulenmantels ca. 20 bis 40 mm voneinander entfernt sein. Diese Entfernung kann durch Einbau eines einfachen oder doppelten Isolationsschildes *SS* zwischen den Kernen vermindert werden (Fig. 182). Bei Spannungen zwischen 10000—18000 Volt sind diese Schilder ca. 1,75 mm, für höhere Spannungen ca. 3,5 mm dick zu machen.

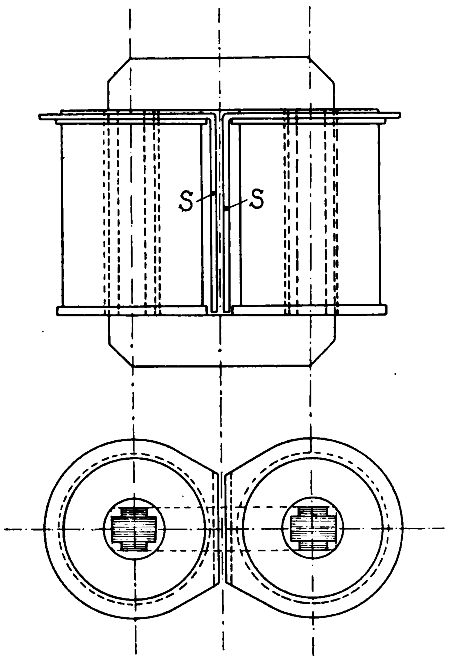


Fig. 182. Isolationsschilder zwischen den Kernen.

Bei Manteltransformatoren, von ganz geringer Leistung ausgenommen, bestehen die Spulen aus flachkant gewickeltem Kupferband. Die Isolation der Hochspannungsspulen ist derart, daß zunächst der Kupferleiter mit einer Baumwollumspinnung versehen wird. Je 2 bis 4 aufeinander folgende Lagen sind dann durch eine oder mehrere Lagen von geöltem Manilapapier oder Rotpapier mit event. Glimmereinlagen isoliert. Die fertig gewickelte Spule wird endlich 2 bis 3mal mit sich halb überlappendem Baumwollband umwickelt.

Die Niederspannungsspulen werden gewöhnlich, um massive Leiterquerschnitte zu umgehen, in mehrere parallel geschaltete Querschnitte unterteilt. Innerhalb einer Spule werden nun die parallelen Leiter voneinander nur durch eine einfache Papierlage isoliert. Die Querschnitte, die zu einer Windung gehören, werden einmal mit Band umwickelt; an den Ecken werden nach Maßgabe des Krümmungsradius einfache oder doppelte Eckstücke aus Leatheroid von 0,5 mm Dicke eingelegt. Die fertige Spule wird außen ebenso wie die Hochspannungsspule mit mehreren Lagen Baumwollband umwickelt und mit irgend einem Lack imprägniert. Fig. 183a zeigt die Anordnung einer Hochspannungsspule, Fig. 183b die einer Niederspannungsspule eines 100 KVA-Transformators der Union

Digitized by Google

E.-G. Die einzelnen Spulen werden durch Ventilationsschichten von 5 bis 7 mm voneinander getrennt und der so entstehende Spulenkörper wird durch eine besonders widerstandsfähige Isolation

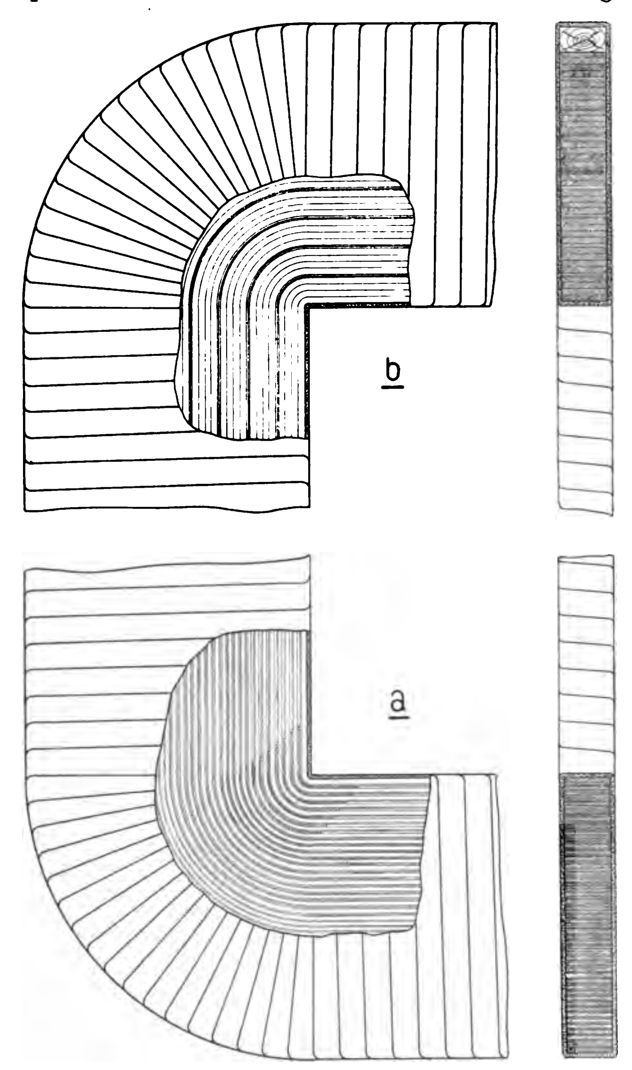


Fig. 183. Spulenisolation für einen Manteltransformator.

umgeben. Die Distanz der Ventilationsschichten wird durch ⊔-förmig gebogene Zulagestreifen und Zwischenlagen aus Preßspan gehalten. Bei sehr hohen Spannungen werden zur Vergrößerung der Isolationsoberfläche zwischen benachbarten Spulen noch Schilder aus Preßspan eingebaut.

Digitized by Google

Mit den bisher beschriebenen Isolationen kann bei sehr hohen Spannungen keine genügende Oberflächenisolation und oft auch

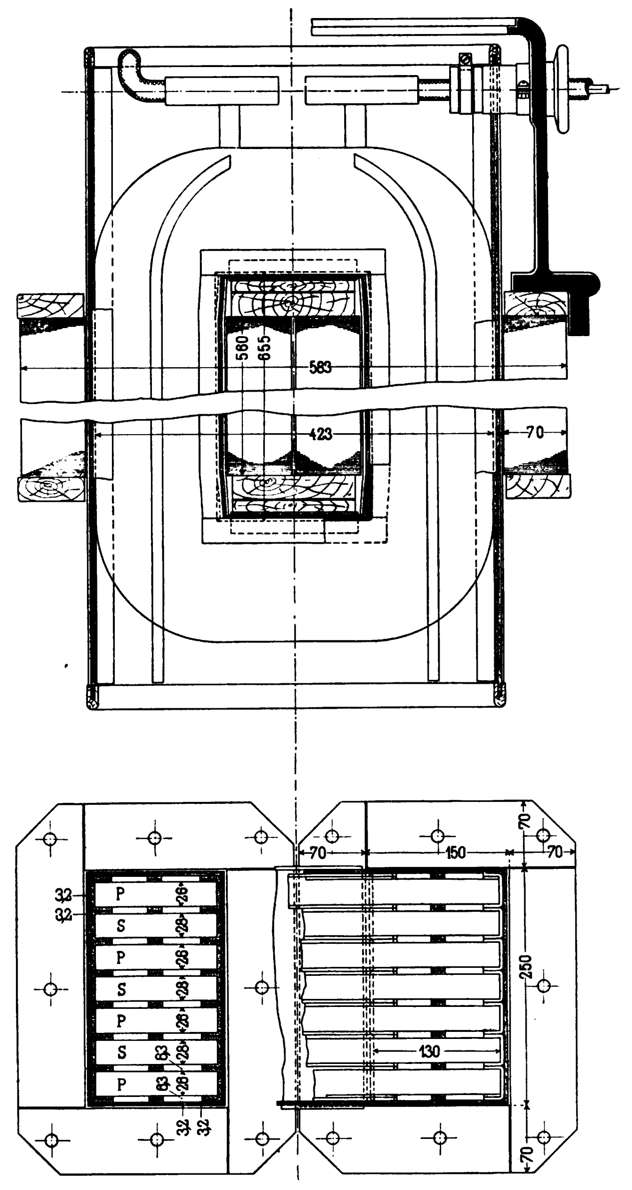


Fig. 184. Isolation der Spulen bei einem Manteltransformator.

kein ausreichender Schutz gegen Feuchtigkeit und Staub erreicht werden. In solchen Fällen kommen Transformatoren mit Öl-

Digitized by Google

füllung zur Anwendung. Es wird ein vollkommen säurefreies Mineralöl verwendet, das einige Stunden lang auf etwa 160° C. erwärmt wird, um alle Feuchtigkeit zu entfernen. Die oben angeführten Isolationsanordnungen sind für Öltransformatoren ebenfalls geeignet; das Tränken oder Streichen der Spulen mit Lack muß jedoch unterbleiben.

Die Anordnung der Isolation für einen Manteltransformator mit Ölfüllung zeigt Fig. 184.

Die Ölfüllung hat außer der guten Isolation den Vorzug, daß der Transformator gegen alle äußeren Einflüsse geschützt ist, er wird daher bei unbegrenzter Lebensdauer keinerlei Reparatur bedürfen, sofern er nicht sich selbst beschädigt. Sobald das letztere eintritt, ist es jedoch lästiger und umständlicher, die Reparatur auszuführen, als bei trockener Isolation. Bei aussetzendem Betrieb, wo der Transformator während des Abkühlens leicht Feuchtigkeit aus der Luft aufnehmen kann, und bei Aufstellung in feuchten Orten ist die Ölfüllung immer zu empfehlen.

Digitized by Google

Elftes Kapitel.

Erwärmung und Kühlung eines Transformators.

47. Die Berechnung der Kühlflächen und der Temperaturerhöhung bei natürlicher Luftkühlung. — 48. Verstärkte Kühlung und erforderliche Kühlflächen bei verschiedenen Kühlmethoden.

47. Die Berechnung der Kühlflächen und der Temperaturerhöhung bei natürlicher Luftkühlung.

Diejenige Energie, welche den in einem Transformator auftretenden Effektverlusten entspricht, wird in Wärme übergeführt, einerlei, welcher Art diese Verluste sind. Es tritt deswegen eine Temperaturerhöhung des Transformators über die Temperatur der umgebenden Luft ein, und die entstandene Temperaturdifferenz bewirkt, daß teils durch Konvektion der umgebenden Luft, teils durch Strahlung und teils durch Leitung Wärme an die Umgebung abgegeben wird.

Die erzeugte Wärme ist den Verlusten und die Wärmeabfuhr ungefähr der Temperaturerhöhung und der ausstrahlenden Oberfläche proportional.

Setzt man einen Transformator in Betrieb, so steigt dessen Temperatur anfangs schnell, weil fast keine Wärme an die Umgebung abgegeben wird und die erzeugte Wärme lediglich zur Erwärmung des Transformators dient. Mit steigender Temperatur des Transformators wächst jedoch die Wärmeabgabe nach außen und die Temperatur desselben steigt langsamer an und nähert sich asymptotisch dem stationären Zustande, bei welchem die Wärmeabgabe gleich der Wärmeerzeugung ist. Die Kurven I bis V der Fig. 185 veranschaulichen den Verlauf der Temperaturkurven für einen 20 KVA-Dreiphasenkerntransformator mit Scheibenwicklung. Derselbe war frei in Luft aufgestellt und nur mit perforiertem Blech umhüllt. Wie man aus den Kurven erkennt, sind die Temperaturerhöhungen der verschiedenen Teile des Transformators verschieden.

Digitized by Google

Dasselbe zeigt auch Fig. 186 für einen 500 KVA-Manteltransformator in Öl mit Wasserkühlung.

Wäre der sich erwärmende Körper vollständig homogen und die Abkühlung der ganzen Oberfläche eine gleichmäßige, so würde sich als Temperaturkurve eine Exponentialkurve ergeben[1]) und es wäre

$$t = T\left(1 - e^{-\frac{z}{Z}}\right),$$

wo t die Temperaturerhöhung nach der Zeit z, T die maximale Temperaturerhöhung und Z eine Zeitkonstante bedeuten.

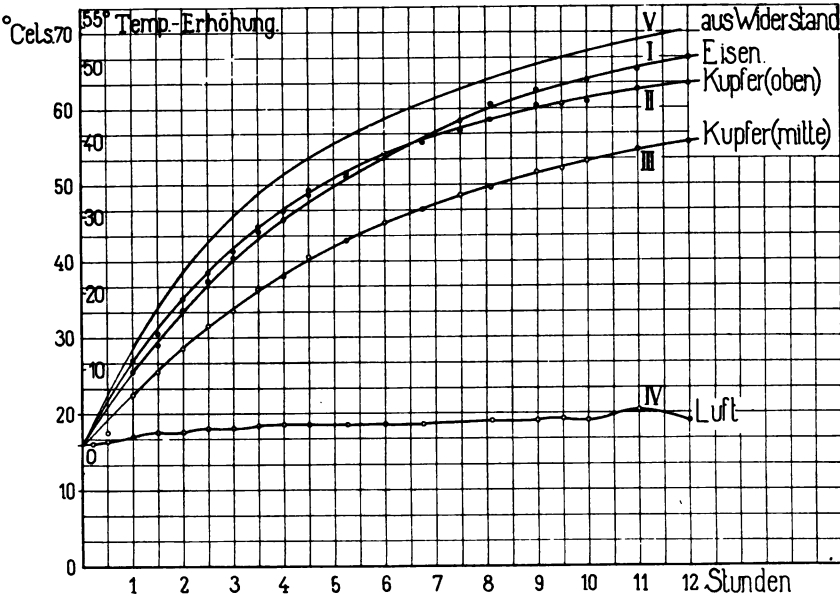


Fig. 185. Temperaturerhöhung eines Kerntransformators mit natürlicher Luftkühlung.

Durch Differentiation ergibt sich (stehendes e Basis der nat. log.)

$$\frac{dt}{dz} = \frac{T}{Z} e^{-\frac{z}{Z}}$$

und

$$\left(\frac{dt}{dz}\right)_{z=0} = \frac{T}{Z} = \operatorname{tg} \alpha .$$

Im Ursprung der Temperaturkurve ist ihr Ansteigen nur abhängig von der Wärmeerzeugung im Körper und von der Wärme-

[1]) Siehe E. Arnold: Die Gleichstrommaschine. Bd. I. S. 512.

Digitized by Google

kapazität desselben; deswegen bedeutet Z die Zeit, welche vergehen würde, um dem Körper die Temperaturerhöhung T beizubringen, wenn keine Wärmeabgabe nach außen stattfände. Es verhält sich daher

$$\frac{Z}{T} = \frac{\text{Wärmekapazität des Körpers}}{\text{Wärmeerzeugung des Körpers}}$$

und da beim stationären Zustande die ganze Verlustwärme nach außen abgegeben wird, ist

$$T = \frac{\text{Wärmeerzeugung}}{\text{Abkühlungsfläche}} \cdot C_o,$$

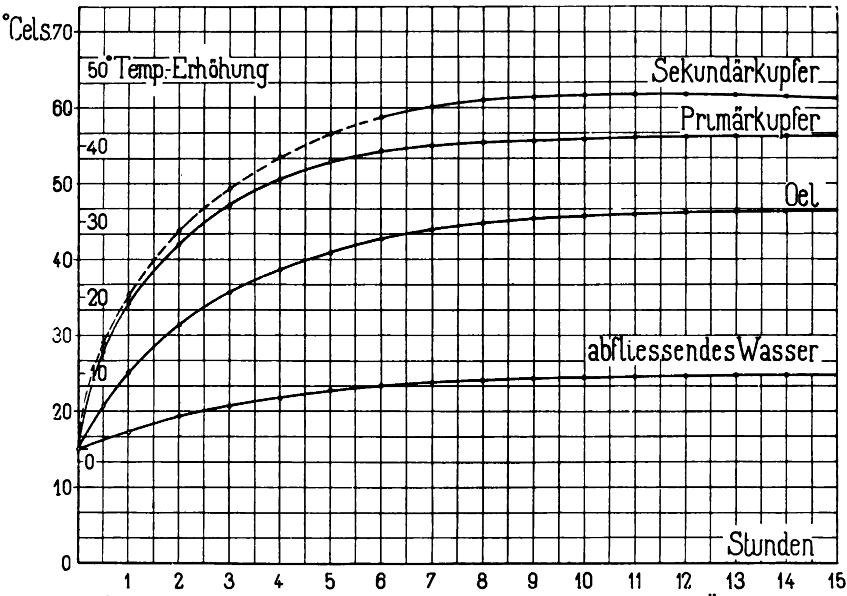


Fig. 186. Temperaturerhöhung eines Manteltransformators in Öl mit Wasserkühlung.

wenn C_o den Koeffizienten der Wärmeabgabe darstellt. Wird die Wärmekapazität in Kilogrammkalorien pro Grad Celsius angegeben, dann ist die Zeitkonstante

$$Z = T \cdot \frac{\text{Wärmekapazität}}{\text{Wärmeerzeugung}} = 4160 \cdot T \cdot \frac{\text{Wärmekapazität}}{\text{Wattverlust}}.$$

Da wir es beim Transformator nicht mit einem homogenen Körper zu tun haben, der sich gleichförmig erwärmt oder abkühlt, so kann die Konstante Z am sichersten nur experimentell bestimmt werden.

Digitized by Google

Aus

$$t = T \cdot \left(1 - e^{-\frac{z}{Z}}\right)$$

folgt

$$Z = \frac{z}{ln\left(\frac{T}{T-t}\right)} \quad . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \quad (51)$$

Durch Messung von T und ein paar zusammengehöriger Werte von z und t kann Z ermittelt werden. Ein spezieller Wert ist $t = 0{,}633\,T$, denn hierfür wird

$$ln\left(\frac{}{T-t}\right) = ln\,\frac{1}{0{,}367} = 1 \text{ und } z = Z.$$

Die Zeitkonstante gibt somit die Zeit an, nach welcher die Endtemperatur den 0,633 fachen Wert derjenigen Endtemperatur erreicht, welche bei der benutzten Belastung und Dauerbetrieb eintritt.

Die Abkühlung eines auf eine bestimmte Temperatur gebrachten Körpers erfolgt als Funktion der Zeit nach einer Kurve, deren Gleichung sich aus der Erwärmungskurve ergibt und

$$t = T \cdot e^{-\frac{z}{Z}}$$

lautet. Die konstante Endtemperatur stellt sich auch hier wieder nach unendlich langer Zeit ein.

Für praktische Zwecke kann man nun annehmen, daß der Endzustand der Erwärmung bezw. Abkühlung erreicht ist, wenn von einer bestimmten Temperatur an die noch zu erwartende Temperaturänderung kleiner ist, als ein für die Beobachtung der Temperatur zu Grunde gelegter Meßfehler. Wir haben somit festzustellen, nach welcher Zeit die Temperatur des betrachteten Körpers bis auf $n\,^0/_0$ an den theoretischen Endwert herangekommen ist. Dies tritt ein, wenn

$$100 \cdot \frac{(T-t)}{T} = n,$$

also

$$e^{-\frac{z}{Z}} = \frac{n}{100}$$

ist.

Führt man für n verschiedene Werte ein, so ergeben sich für z die folgenden Zahlen:

n	$10\,^0/_0$	$5\,^0/_0$	$4\,^0/_0$	$3\,^0/_0$	$2\,^0/_0$	$1\,^0/_0$	$0{,}5\,^0/_0$
z	$2{,}3\,Z$	$3\,Z$	$3{,}22\,Z$	$3{,}51\,Z$	$3{,}91\,Z$	$4{,}6\,Z$	$5{,}3\,Z$

Digitized by Google

Nach einer Zeit von 3 bis 4 Z ist somit die Temperatur nur 5 bis 2% von der theoretischen Endtemperatur entfernt und praktisch genommen konstant.

Die Belastungsgrenze eines Transformators wird entweder durch die Erwärmung oder durch den Spannungsabfall festgelegt.

Es ist deshalb von Wichtigkeit, die Temperaturerhöhung der einzelnen Teile eines Transformators im voraus ermitteln zu können. Im allgemeinen herrscht hier noch Unsicherheit, ganz zuverlässige Formeln gibt es nicht, da die Temperaturerhöhung zu sehr von der Bauart des Transformators abhängt. Für jede bestimmte Type kann man jedoch durch das Experiment Formeln ermitteln, welche hinreichend genaue Resultate liefern. Um derartige Formeln für die Vorausberechnung zu erhalten, hat man mit den betreffenden Transformatorentypen Dauerversuche anzustellen, in welchen die dem stationären Zustande entsprechenden maximalen Temperaturerhöhungen zu bestimmen sind.

Wie aus dem Vorhergehenden hervorgeht, haben auf die Höhe der Endtemperaturen die Erwärmungs- bezw. Abkühlungskurven der verschiedenen Materialien keinen Einfluß, sondern nur auf die Zeit innerhalb welcher die Endtemperatur erreicht wird. Gewöhnlich stehen die Transformatoren stets unter Spannung, wodurch die Eisenverluste konstant bleiben, während die Kupferverluste sich proportional mit dem Quadrate der Belastung ändern. Bei Lichttransformatoren, welche gewöhnlich für eine Größe 15 bis 50 KVA gebaut werden, genügt die während der Abendstunden ungefähr 5 bis 6 Stunden dauernde Vollbelastung, um die maximale Temperatur zu erreichen. Transformatoren für Kraft- oder elektrolytische Zwecke sind gewöhnlich für größere Leistungen gebaut, doch wird auch hier mit der maximalen Temperatur zu rechnen sein, da sie innerhalb einer 10 bis 12stündigen Arbeitsperiode ebenfalls ihre Endtemperaturen erreichen werden.

Die Stelle, an welcher im Transformator die maximale Temperatur auftritt, hängt von der Bauart und der Verteilung der Verluste ab. Für die dauernde Isolationsfestigkeit des Transformators sind jedoch hauptsächlich die aus der Widerstandszunahme der Wicklung berechneten Temperaturerhöhungen

$$T = 250\,\frac{R_{1t} - R_{1o}}{R_{1o}} \text{ bezw. } 250\,\frac{R_{2t} - R_{2o}}{R_{2o}} \text{ Grad C.}$$

maßgebend. Bei normalen Typen wird diese Temperaturerhöhung auch die maximale im Transformator auftretende Temperatur darstellen (s. Fig. 185, Kurve V).

Digitized by Google

Machen wir nun die Annahme, daß die ganze wärmeausstrahlende Oberfläche nach Eintritt des stationären Zustandes ein gleichförmiges Wärmegefälle gegen die umgebende Luft besitzt, so können wir in dem Verhältnisse zwischen der wärmeausstrahlenden Transformatoroberfläche A_T cm² und den in Wärme umgesetzten Verlusten $(W_e + W_k)$ Watt die Abkühlfläche in cm² pro 1 Watt oder die spezifische Abkühlfläche

$$a_T = \frac{A_T}{W_e + W_k} \frac{\text{cm}^2}{\text{Watt}} \quad \ldots \ldots \quad (52)$$

berechnen.

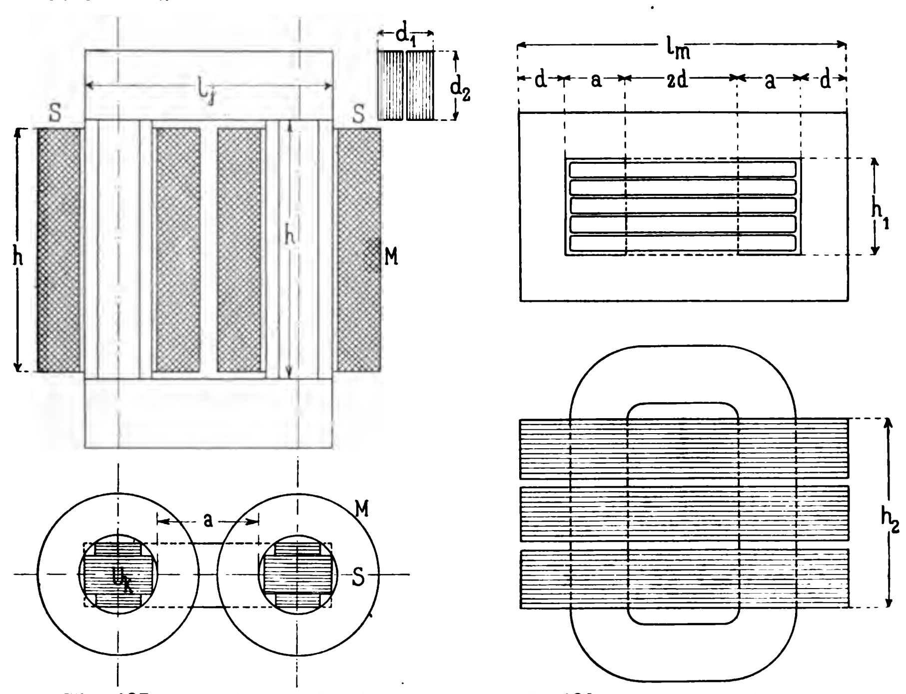


Fig. 187. Berechnung der Abkühlfläche eines Kerntransformators.

Fig. 188. Berechnung der Abkühlfläche eines Manteltransformators.

Die totale Abkühlfläche bei einem Kerntransformator setzt sich folgendermaßen zusammen (s. Fig. 187):

$A_T =$ (Anzahl der Kerne) $\Big[\Big\{$Mantelumfang $\times\, h + 2 \times$ Stirnfläche (S) der Wicklung$\Big\} + h \times \Big\{$Umfang des Eisenkernes $+$ Anzahl der Luftschlitze eines Kernes $\times$ Länge eines Luftschlitzes$\Big\}\Big] +$ $2 \cdot \Big\{(2 +$ Anzahl der Luftschlitze eines Joches$) \cdot l_j \cdot d_2 + l_j \cdot d_1 + 2\, d_1 d_2\Big\}$. . . . . (53)

Bei Transformatoren für größere Leistungen sind zwischen den einzelnen Spulen mitunter besondere Luftschichten angeordnet. Sobald dieselben breiter als 10 bis 15 mm sind, so kann ebenfalls die eine Seitenfläche einer solchen Schicht als wärmestrahlende Fläche gerechnet werden.

Bei Manteltransformatoren ist die Abkühlfläche folgendermaßen zu berechnen:

Es ist (Fig. 188)

$$A_T = d\left\{2(2a + 4d) + 2h_1\right\}(2 + \text{Anzahl der Luftschlitze}) + h_2 \cdot \left\{2(2a + 6d) + 2h_1\right\} + \text{äußere freie Flächen des aus dem Eisenmantel herausragenden Spulenkörpers} \quad . \quad . \quad . \quad (54)$$

Setzen wir nun die maximale Temperaturerhöhung gleich dem Verhältnisse

$$T_T = \frac{C_T}{a_T} \text{ Grad C.} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (55)$$

so können wir den Koeffizienten der Wärmeabgabe $C_T = a_T \cdot T_T$, der in erster Linie von der Bauart des Transformators und der Art der Isolation abhängt, bestimmen.

Es ist nun für die Berechnung und Konstruktion von Transformatoren von größter Wichtigkeit, diesen Koeffizienten für die verschiedenen Typen und Aufstellungsanordnungen zu kennen, weshalb derartige Untersuchungen mit jeder neu zu entwerfenden Type durchzuführen sind.

Bei Transformatoren mit gewöhnlicher Luftkühlung, also ohne Zuhilfenahme einer besonderen Kühlmethode, ergibt sich

$$C_T = 1600 \text{ bis } 2000,$$

wobei der größere Wert für allseitig umhüllte, der kleinere für frei in der Luft aufgestellte Transformatoren einzuführen ist. Soll im Transformator die maximale Temperaturerhöhung ca. 60° C. nicht übersteigen, dann muß die spezifische Abkühlfläche

$$a_T \geqq 25 \text{ bis } 28 \frac{\text{cm}^2}{\text{Watt}}$$

betragen.

Was nun die Grenzen der Temperaturerhöhung anbetrifft, welche bei dauerndem Betriebe ohne Gefährdung des Isolationsmaterials zulässig sind, so gibt hierfür der Verband Deutscher Elektrotechniker die folgenden Werte an:

bei Baumwollisolierung . . . . 60° C.
„ Papierisolierung . . . . 70° „
„ Isolierung durch Glimmer, Asbest und deren Präparate 90° „

Digitized by Google

Über die maximale Temperaturerhöhung des Eisenkörpers wird kein Grenzwert angegeben. Trotzdem sollten mit Rücksicht auf die bei dauernder Erwärmung eintretende Vergrößerung der Verluste keine höheren Temperaturen als ca. 70° C. zugelassen werden. Bei einigen Eisensorten konnte man schon bei dauernder Erwärmung auf 60 bis 80° C. eine Vergrößerung der Verluste um ca. 50% bemerken.

Bei 90 bis 200° C. werden sogar die mehr stabilen Eisensorten geringwertiger. Die unreinsten Eisensorten sind in dieser Beziehung die stabilsten; diese müssen aber bei niedrigen Temperaturen ausgeglüht werden, weil ihr Schmelzpunkt tiefer liegt. Für Transformatorenblech ist ein etwas unreines Eisen am günstigsten, weil das Altern für dieses geringer und der spezifische Ohmsche Widerstand zur Dämpfung der Wirbelströme größer ist.

48. Verstärkte Kühlung und erforderliche Kühlflächen bei verschiedenen Kühlmethoden.

Wenn wir bei gleicher spezifischer Materialbeanspruchung einen Transformator in allen seinen Dimensionen linear vergrößern, so wachsen seine Verluste proportional mit dem Volumen, also proportional der dritten Potenz, während die Abkühlfläche nur proportional mit der zweiten Potenz der gewählten Vergrößerung zunimmt. Wenn wir somit gleiche spezifische Abkühlflächen und gleiche Endtemperaturen voraussetzen, so müßten wir den größeren Transformator geringer beanspruchen. Dies würde jedoch die Anwendung großer Transformatoren sehr unwirtschaftlich machen, wenn wir nicht in der Lage wären, durch Anordnung besonderer Kühlvorrichtungen die pro Flächeneinheit des Transformatorkörpers erzeugte Wärmemenge rascher fortzuleiten, als dies bei einfacher Aufstellung in Luft oder Öl möglich wäre.

Durch Anordnung besonders wirksamer Kühlvorrichtungen werden wir jedoch nicht blos gleiche Materialbeanspruchung bei großen Einheiten erzielen, sondern wir werden dieselbe noch ganz beträchtlich erhöhen können, so daß wir mit Zunahme der Größe des Transformators ein abnehmendes aktives Materialgewicht pro KVA erreichen können.

Eine gute Ausnutzung des Materials läßt sich bei großen Transformatoren nur durch Anwendung einer wirksamen Kühlung erzielen, und je größer der zu bauende Transformator ist, desto mehr Kosten dürfen für die Beschaffung einer guten Kühlung aufgewandt werden.

Digitized by Google

Die verschiedenen Kühlmethoden lassen sich wie folgt einteilen:

1. Kühlmethoden für Transformatoren mit trockener Isolation:
   a) Luftkühlung ohne besondere Lüftungsanordnungen;
   b) vergrößerte Luftkühlung durch Anbringung von Kanälen im Eisenkörper und in der Wicklung;
   c) Anwendung von Gebläsen.
2. Kühlmethoden für Transformatoren mit Ölfüllung:
   a) Anwendung von Öl in Gefäßen mit glatten oder Wellblechwandungen;
   b) Anwendung mechanischer Zirkulationsvorrichtungen zur Kühlung des Öles;
   c) Anordnung von Wasserkühlschlangen;
   d) Wasserkühlung des Ölgefäßes durch doppelwandige Gefäße.

Die Luftkühlung ohne besondere Lüftungsanordnungen genügt bei den kleinen Transformatoren. Die Kühlung wird begünstigt, indem man dafür sorgt, daß die Luft sowohl bei den Zylinder- als auch Scheibenwicklungen zwischen den Spulen durchstreichen kann. Gelangt man zu einer Leistung von ca. 40 bis 50 KVA, so wird es vorteilhaft, auch im Kern und im Joch Kanäle anzubringen, indem man den Blechpaketen 10 bis 20 mm Abstand gibt. Derartige Lüftungsanordnungen sind aus den Fig. 156 und 158 S. 152 zugleich mit den konstruktiven Details für die Distanzierung der Luftschlitze ersichtlich.

Mit Luftkühlung kann man bei Transformatoren nur solange auskommen, als bei einer maximal zugelassenen Temperaturerhöhung von ca. 60° C. die spezifische Abkühlfläche (berechnet nach S. 176) die Werte von

$$a_T = 25 \text{ bis } 28 \text{ cm}^2/\text{Watt}$$

nicht überschreitet.

Mit der Anordnung von Luftkanälen ist man natürlich mit Rücksicht auf die Ausnützung des aktiven Materials an gewisse Grenzen gebunden. Genügt die natürliche Luftzirkulation nicht mehr, um die Wärme fortzuschaffen, dann muß man die von einem Gebläse gelieferte Luft durch den Transformator schicken.

Bei derartigen Anordnungen hat man ganz besonders auf eine zweckentsprechende Windführung Rücksicht zu nehmen. Die eingeblasene kalte Luft soll beim Eintritt in den den Transformator umgebenden Kasten mit einer möglichst großen Fläche des Transformators in Berührung kommen, um von hier aus ohne Stauung und Wirbelbildung in die Luftkanäle eintreten zu können. Die

Digitized by Google

beim Durchgang erwärmte Luft soll dann möglichst rasch abgeführt werden. Fig. 189 zeigt die Luftführung bei einem Manteltransformator der Union E.-G. Durch die vermittels eines Schiebers verschieden einstellbaren Windöffnungen A und B kann die Geschwindigkeit der zugeführten bezw. abzuleitenden Luftmenge geregelt werden.

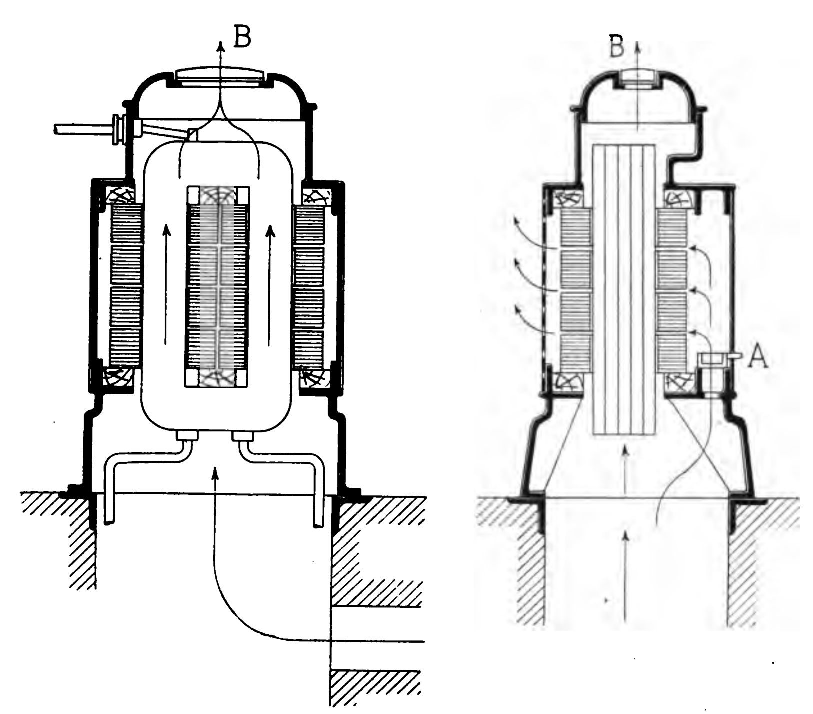


Fig. 189. Windführung bei einem Manteltransformator mit künstlicher Luftkühlung.

Der Antrieb des Gebläses erfolgt gewöhnlich durch einen Elektromotor. Eine derartige Anordnung für die Kühlung eines Kerntransformators veranschaulicht Fig. 190. Werden mehrere Transformatoren in einem Raume untergebracht, so kann für alle ein gemeinsames Gebläse verwendet werden, wie Fig. 191 darstellt.

Die zur Kühlung erforderliche Luftmenge bestimmt sich folgendermaßen.

Im Transformator werden in der Zeiteinheit

$$(W_e + W_k) \text{ Watt} = 0,24014\,(W_e + W_k) \text{ Grammkalorien}$$

in Wärme umgesetzt, welche von der den Transformator passierenden Luftmenge aufgenommen werden sollen.

Digitized by Google

Erwärmen sich Q_m Kubikmeter Luft, welche pro Sekunde den Transformator passieren, um T'^0 C., so erhalten wir das Wärmeäquivalent

$$0{,}24 \cdot (W_e + W_k) = 0{,}24 \cdot 1{,}28 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6 \cdot Q_m \cdot T',$$

indem man mit Bezug auf Wasser die spezifische Wärme der Luft gleich 0,24 und das einer Pressung von 20 bis 30 mm Wassersäule entsprechende spezifische Gewicht der Luft gleich $1{,}28 \cdot 10^{-3}$ einsetzt.

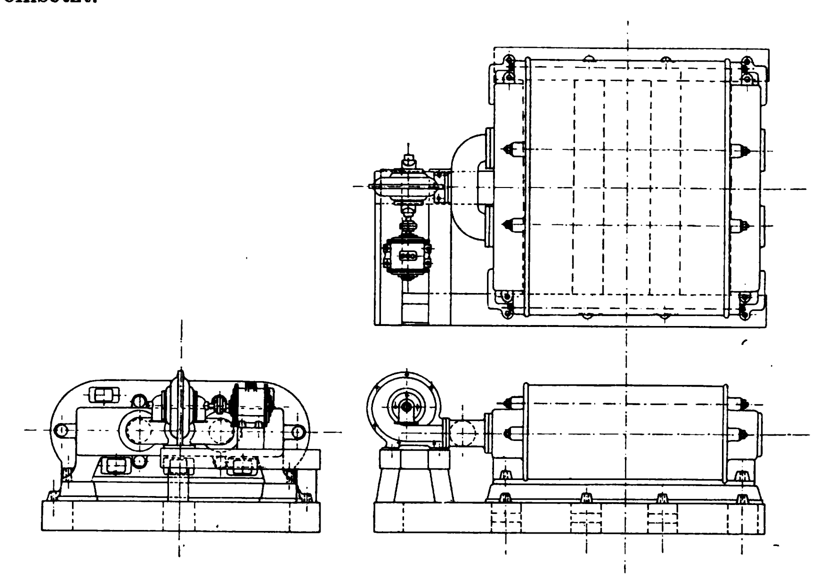


Fig. 190. Anordnung des Gebläses für einen Kerntransformator.

Es wird somit

$$Q_m = \frac{0{,}24 \cdot (W_e + W_k)\, 10^{-3}}{0{,}24 \cdot 1{,}28 \cdot T'} \text{ cbm pro Sek.,}$$

und wenn wir für

$$T' = 0{,}4 \text{ bis } 0{,}6\ T$$

setzen, d. h. damit ein genügendes Wärmegefälle zwischen dem Transformatorkörper und der durchströmenden Luft vorhanden ist, soll die Temperaturerhöhung der durchgeblasenen Luftmenge das 0,4 bis 0,6 fache der maximal zulässigen Temperaturerhöhung des Transformators betragen, so erhalten wir

$$Q_m = (1{,}2 \text{ bis } 2{,}0) \frac{(W_e + W_k) \cdot 10^{-3}}{T} \quad . \quad . \quad . \quad (56)$$

Digitized by Google

Lassen wir eine maximale Temperaturerhöhung von $T \simeq 50^0$ C. zu, so wird

$$Q_m = \frac{(W_e + W_k)\, 10^{-3}}{25 \text{ bis } 40} \text{ cbm/Sek.} = 1{,}5 \text{ bis } 2{,}4\, (W_e + W_k)\, 10^{-3} \text{ cbm/Min.}$$

Das diese Luftmenge liefernde Gebläse muß jedoch immer mit einer gewissen Sicherheit dimensioniert werden, so daß dasselbe im Stande ist, etwa das 1,5 bis 2,0 fache der berechneten Luftmenge dauernd zu fördern. Unter diesen Umständen erhält man dann die Leistung in Watt, welche zum Antriebe eines Gebläses für 1,5 bis 2 Q_m cbm Luft pro Sekunde und einem zu erzeugen-

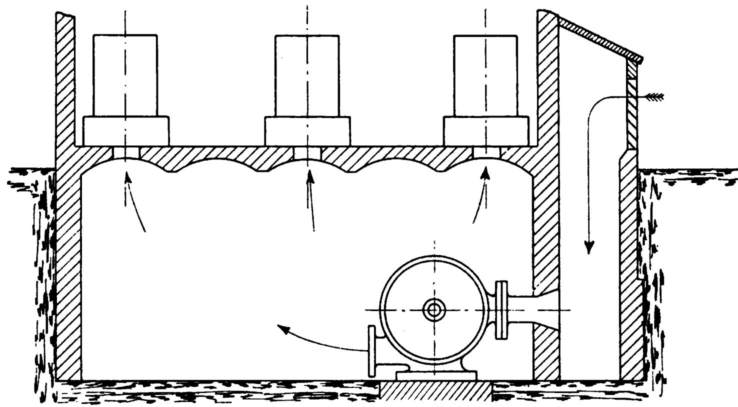


Fig. 191. Künstliche Luftkühlung für mehrere in einem Raume untergebrachte Transformatoren.

den Pressungsunterschied von h_e mm Wassersäule erforderlich ist, gleich

$$W_{vent} = (18 \text{ bis } 22)\, \frac{Q_m \cdot h_l}{\eta_{vent}}.$$

Für normale Verhältnisse ist $h_e = 20$ bis 30 mm (Wassersäule) und $\eta_{vent} = 0{,}3$ bis 0,5 einzusetzen.

Die Anwendung von Öl hat außer der besseren Isolation zweierlei zur Folge, erstens wird die Wärme durch das Öl besser an die Wände des Gefäßes übergeführt als durch Luft, und zweitens wird die Wärmekapazität des Transformators vergrößert. Aus dem ersteren Grunde erhalten wir eine bessere Kühlung, und aus dem zweiten Grunde kleinere Temperaturschwankungen und eine geringere Maximaltemperatur bei stark schwankendem Betrieb, wie z. B. bei Beleuchtungstransformatoren oder bei aussetzendem Betriebe.

Um die Wärmeabgabe an die Luft zu erleichtern, werden die Ölgefäße oder Ölkästen aus Gußeisen mit gerippten Wänden oder

Digitized by Google

aus **Wellblech** mit ausgegossenem Boden und Flanschen für den Deckel hergestellt.

Ölgefäße aus **Gußeisen** eignen sich wegen des großen Gewichtes nur für kleinere Transformatoren. Das zu verwendende

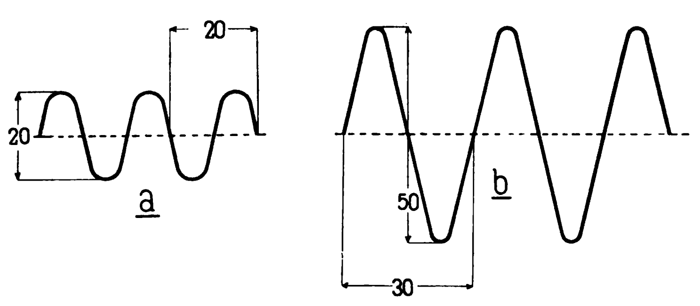


Fig. 192. Wellblechprofile.

Gußeisen muß sehr dicht sein und soll womöglich an den mit Öl in Berührung stehenden Flächen eine ununterbrochene Gußhaut besitzen. Aus manchen Spezialgußsorten können Rippengefäße bei Transformatoren bis zu ca. 80 KVA angefertigt werden, deren Mantelwandstärke 5 bis 8 mm und Bodenwandstärke ca. 10 mm beträgt.

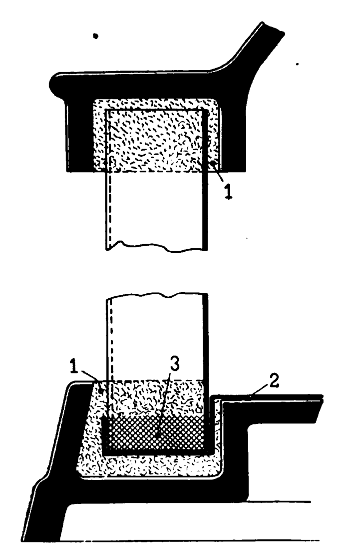


Fig. 193. Verbindung des Wellblechmantels mit dem Deckel- und Bodenstück.
1. Kitt. 2. Zinkblech. 3. Lötzinn.

Wellblechgehäuse werden für größere Transformatoren heute fast ausschließlich verwendet. Einige Blechprofile zeigt Fig. 192.

Die Verbindung des Blechmantels mit dem gußeisernen Boden- und Deckelstück hat sehr sorgfältig und nur mit solchen Materialien zu geschehen, die unter Einfluß der Temperaturschwankungen, welchen der Transformator unterliegt, keine Undichtheiten hervorrufen. Blei eignet sich hiernach zum Ausgießen des Rahmens nicht besonders, Mennige, Kitt und Lötzinn hingegen besser. Eine Anordnung, die sich vielfach bewährt hat, zeigt Fig. 193.

Die Dimensionen des Ölgefäßes sollen nun so gewählt werden, daß die für jeden Transformator erforderliche Ölmenge Platz findet. Da das Öl einen großen Ausdehnungskoeffizienten besitzt, so darf

Digitized by Google

man das Gefäß weder ganz füllen noch dicht schließen, damit es durch inneren Druck nicht gesprengt wird.

Die Höhe des Ölstandes im Transformator muß immer so bemessen sein, daß bei allen Temperaturen sowohl der Eisenkern als auch alle Wicklungsteile vollständig unter Öl stehen.

Die Wärmeüberführung vom Transformator zum Gefäß kann durch besondere an die Innenwand des Gefäßes angegossene oder aufgenietete Rippen (Absaugrippen), die in das Öl, wie Fig. 194 zeigt, hineinragen, begünstigt werden. Denselben Zweck kann man auch durch besondere Blechwände erzielen, die den im Öl stehenden Transformatorkörper zum Teil umschließen. Eine noch weiter gehende Vergrößerung der Abkühlfläche des Ölgefäßes kann man durch Anbringung von Ventilationsröhren erzielen, die im Ölkasten so eingebaut werden, daß deren Innenwand mit der äußeren Luft in Berührung stehen.

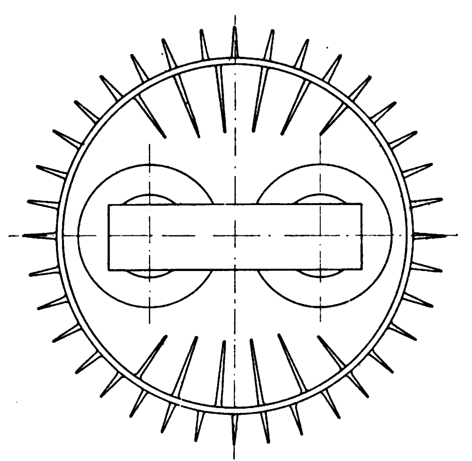


Fig. 194. Geripptes Ölgefäß mit Absaugrippen.

Eine gute Kühlung des Öles wird auch durch sogen. Kühltaschen erreicht, die z. B. die A. E.-G. bei größeren Ölkasten anordnet. Diese Taschen bestehen aus besonderen aus Wellblech hergestellten Ölgefäßen von geringer Weite, die seitlich an den Ölkasten des Transformators angehängt und oben und unten durch Röhren mit dem Ölkasten verbunden werden. Das Öl zirkuliert durch diese Taschen und erfährt, da die breiten Flächen der Taschen sowohl auf der dem Ölkasten zugekehrten als auf der äußeren Seite von Luft bestrichen werden, eine sehr gute Kühlung.

Die zur Füllung von Transformatoren verwendeten Ölsorten sollen gut isolieren, gut kühlen, das Kupfer nicht angreifen, nicht feuergefährlich sein und diese Eigenschaften auch bei den im Transformator auftretenden Temperaturerhöhungen unveränderlich beibehalten. Die erforderliche Ölmenge richtet sich bei einer bestimmten Transformatortype nach der Höhe der Spannung und der Periodenzahl.

Für die normalen und derzeit üblichen Typen geben die

Digitized by Google

folgenden Werte einige Anhaltspunkte für die erforderlichen Ölgewichte pro KVA-Leistung für Transformatoren ohne künstliche Kühlung.

1. Kerntypen. Für Frequenzen zwischen 40 u. 60, Spannungen bis zu 6000 Volt und bei Verwendung von Wellblechgefäßen beträgt

$$\frac{\text{Ölgewicht}}{\text{KVA}} = \left\{\frac{30}{\text{KVA}} + 2{,}5\right\} \text{kg bei Einphasentransformatoren}$$

und

$$\frac{\text{Ölgewicht}}{\text{KVA}} = \left\{\frac{40}{\text{KVA}} + 3{,}6\right\} \text{kg bei Dreiphasentransformatoren.}$$

Bei Transformatoren bis 40 KVA und glattem Ölgefäß wird angenähert

$$\frac{\text{Ölgewicht}}{\text{KVA}} = \left\{\frac{50}{\text{KVA}} + 8\right\} \text{kg.}$$

2. Manteltypen (Westinghouse El. Comp.) Für Frequenzen $c \simeq 50$

$$\frac{\text{Ölgewicht}}{\text{KVA}} = 4{,}5 \text{ bis } 3{,}25 \text{ kg bei Spannungen bis max. 3000 Volt}$$

und

$$\frac{\text{Ölgewicht}}{\text{KVA}} = \left\{\frac{200}{\text{KVA}} + 4{,}5\right\} \text{kg bei Spannungen bis max. 25000 Volt.}$$

Für Frequenzen $c \simeq 30$

$$\frac{\text{Ölgewicht}}{\text{KVA}} = 5{,}5 \text{ bis } 4 \text{ kg bei Spannungen bis max. 3000 Volt}$$

und

$$\frac{\text{Ölgewicht}}{\text{KVA}} = \left\{\frac{400}{\text{KVA}} + 4{,}0\right\} \text{kg bei Spannungen bis max. 25000 Volt.}$$

Diese Angaben beziehen sich auf Ölsorten von einem spezifischen Gewichte zwischen 0,895 bis 0,88. Zur Verwendung gelangen säurefreie Mineralöle oder oxydierte Harzöle, die vor dem Gebrauche besonders filtriert und durch mehrstündiges Erwärmen bis nahe der Siedetemperatur wasserfrei gemacht wurden. Der Siedepunkt der gebräuchlichen Ölsorten beträgt ca. 160° C., die Entzündungstemperatur ca. 185° C.

Digitized by Google

Die für das $\frac{\text{Ölgewicht}}{\text{KVA}}$ angegebenen Beziehungen gelten für Transformatoren für Leistungen zwischen 10 bis 300 KVA. Bei der Westinghouse El. Comp. werden für die Typen bis zu 20 bis 30 KVA glatte Gußgehäuse, für die größeren Leistungen Wellblechgehäuse verwendet.

Bei Öltransformatoren wird die im Transformator erzeugte Wärmemenge durch Vermittlung des Öles der äußeren Oberfläche mitgeteilt und von hier an die umgebende Luft ausgestrahlt.

Damit diese Wärmeübertragung tatsächlich stattfindet, muß sowohl zwischen dem Transformatorkörper und dem umgebenden Öle, als auch zwischen dem Öle bezw. der Gehäusewandung und der umgebenden Luft ein bestimmtes Wärmegefälle bestehen. Die maximale Temperatur des Transformatorkörpers beträgt bei Aufstellung in Öl ohne mechanische Kühlvorrichtung ungefähr das 1,75 bis 1,5 fache der Öltemperatur.

Als wärmeausstrahlende Oberfläche A_g cm² des Ölgefäßes rechnen wir die vom Öl berührte Mantelfläche, und wenn die Luft auch zum unteren Teil des Gefäßbodens Zutritt hat, noch die Bodenfläche. Es muß nun auch hier wieder die spezifische Abkühlfläche des Ölgefäßes

$$a_g = \frac{A_g}{W_e + W_k} \frac{\text{cm}^2}{\text{Watt}}$$

innerhalb gewisser Grenzen bleiben, wenn zwischen der Temperaturerhöhung des Öles und der umgebenden Luft ein bestimmtes Temperaturverhältnis bestehen soll.

Soweit aus dem bisher vorliegenden Versuchsmateriale geschlossen werden kann, ist für den Koeffizienten der Wärmeabgabe zwischen Öl und umgebender Luft

$$C_{öl} = 1300 \text{ bis } 1700$$

zu setzen und somit die Temperaturerhöhung des Öles

$$\mathbf{T_{öl}} = \frac{\mathbf{1300 \text{ bis } 1700}}{\mathbf{a_g}} \textbf{ Grad C.} \quad . \quad . \quad . \quad (57)$$

Das zu Grunde gelegte Temperaturverhältnis zwischen maximaler Transformatortemperatur und Öltemperatur ist durch die spezifische Abkühlfläche a_T des Transformatorkörpers bedingt.

Die Differenz zwischen der maximalen Transformatorkörper- und Öltemperatur wird man nun ebenfalls angenähert durch das Verhältnis eines Koeffizienten $C_{Tö}$ der Wärmeabgabe zwischen Transformatorkörper und Öl zur spezifischen Abkühlfläche a_T ausdrücken können. Die Größe $C_{Tö}$ ist jedoch sehr wesentlich von

Digitized by Google

der Wärmekapazität und Molekularbeweglichkeit der betreffenden Ölsorte abhängig.

Für die Berechnung der Temperaturdifferenz können wir

$$T_T - T_{öl} = \frac{800 \text{ bis } 1200}{a_T} \text{ Grad C.} \quad . \quad . \quad (58)$$

setzen, wenn wir als Anhaltspunkt für $C_{Tö} = 800$ bis 1200 einführen.

Soll die Temperaturerhöhung im Transformator innerhalb der zulässigen Grenzen bleiben, dann muß bei einem Ölgefäße, das aus Rippenguß oder Wellblech von dem Profile der Fig. 192a besteht, die spezifische Abkühlfläche

$$a_g \geqq 35 \text{ cm}^2 \text{ pro Watt}$$

und für ein Profil nach Fig. 192b

$$a_g \geqq 40 \text{ bezw. } 42 \text{ cm}^2 \text{ pro Watt}$$

betragen.

Reicht die Oberfläche des Gefäßes, selbst bei Zuhilfenahme der Wärmeabsaugvorrichtungen, nicht mehr aus, um die Wärme bei der maximal zulässigen Temperatur abzuführen, so kann die Kühlung nach einer der unter *b* bis *d* (S. 178) angeführten Methoden verbessert werden.

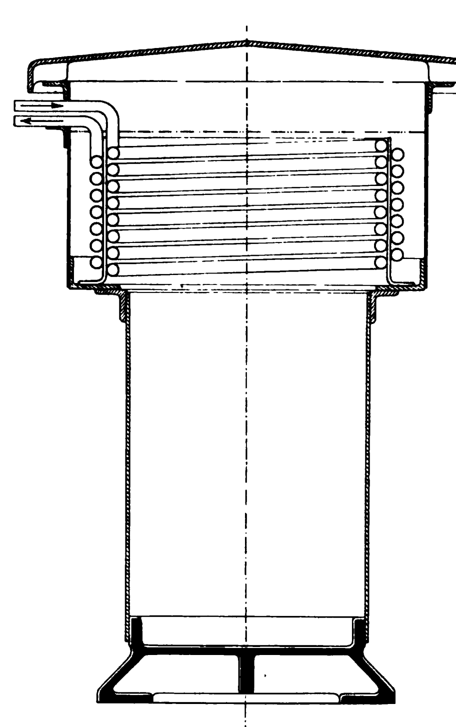


Fig. 195. Kühlung des Öles durch eine Wasserschlange.

Nach der Methode *b* wird das Öl vermittels einer Pumpe durch ein mit Wasser gekühltes Röhrensystem oder eine Rohrschlange gedrückt. Diese Art der Ölzirkulation hat den Nachteil, daß durch die Pumpe Unreinigkeiten in das Öl gelangen können, die die Isolationsfähigkeit des Öles gefährden. Es ist daher zweckmäßiger, im Ölgefäß des Transformators selbst ein Röhrensystem unterzubringen, durch welches Kühlwasser geleitet wird. Die Fig. 195 veranschaulicht

Digitized by Google

die Anordnung solcher Röhrensysteme, während Fig. 196 die Kühlung mittels eines Wassermantels darstellt.

Bei derartig gekühlten Transformatoren erfolgt der größte Teil der Wärmeabfuhr durch die Oberfläche der Kühlschlange, weil hier das größte Wärmegefälle bestehen bleibt.

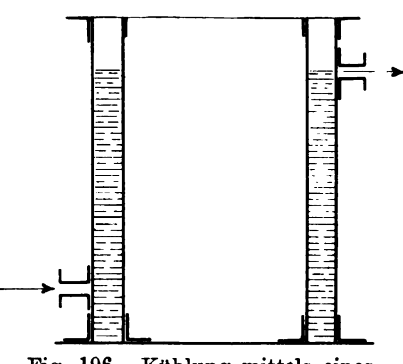


Fig. 196. Kühlung mittels eines Wassermantels.

Für die Dimensionierung wird daher in erster Linie die Oberfläche der Kühlschlange bezw. des Kühlgefäßes in Betracht kommen und man rechnet hier je nach der Ölsorte, der Außenform und Konstruktion des Ölgefäßes

$$a_{sch} = \frac{A_k}{W_e + W_k} \geq 2 \text{ bis } 6 \text{ cm}^2 \text{ pro Watt.}$$

Ist $A_k = L \cdot \pi \cdot d$ die Oberfläche der Kühlschlange, wenn L die Länge und d den äußeren Durchmesser des Kühlschlangenrohres in cm bedeuten, so ergibt sich

$$L = \frac{W_e + W_k}{\pi d} \cdot a_{sch} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (59)$$

Als Rohrmaterial für die Kühlschlangen verwendet man gewöhnlich glatte, dünnwandige Kupferrohre von ca. 30 bis 35 mm lichter Weite.

Die zur Kühlung erforderliche Wassermenge Q'_m in Liter pro Sekunde kann aus dem Wärmeäquivalente

$$0{,}24\,(W_e + W_k)\,\text{Grkal} = Q'_m \cdot T' \cdot 10^3$$

berechnet werden. T' bedeutet hier die Temperaturerhöhung, welche die Q'_m Liter während des Durchganges durch die Kühlschlange erleiden. Legen wir einen Sicherheitskoeffizienten von 1,5 bis 2 zu Grunde und lassen wir für die durchströmende Wassermenge eine Temperaturzunahme

$$T' = 0{,}25 \text{ bis } 0{,}5\ T$$

zu, so ergibt sich die Wassermenge in Liter pro Minute gleich

$$Q'_m = 1{,}5 \text{ bis } 2 \cdot \frac{0{,}24\,(W_e + W_k)\,10^{-3} \cdot 60}{(0{,}25 \text{ bis } 0{,}5) \cdot T}$$

$$\simeq 50 \text{ bis } 80 \frac{(W_e + W_k) \cdot 10^{-3}}{T} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (60)$$

Digitized by Google

Die Dimensionierung des Rohrquerschnittes soll so erfolgen, daß die Wassergeschwindigkeit 0,5 bis 1,0 m pro Sek. nicht überschreitet.

Hiernach würde z. B. für einen Öltransformator von 1400 KVA mit $(W_e + W_k) = 15000$ Watt Verlusten, der mit einer Kupferrohrkühlschlange von $L = 5000$ cm und $d = (3{,}0 + 2 \cdot 0{,}15) = 3{,}3$ cm versehen ist

$$a_{sch} = \frac{5000 \cdot \pi \cdot 3{,}3}{15000} = 3{,}46 \text{ cm}^2 \text{ pro Watt}$$

betragen und es wäre bei einer zulässigen Temperaturerhöhung von $T = 50^0$ C. die erforderliche Kühlwassermenge gleich

$$75 \cdot \frac{15}{50} = 22{,}5 \; l \text{ pro Min.}$$

Digitized by Google

Zwölftes Kapitel.

Beispiele ausgeführter Transformatoren.

49. Kerntransformatoren. — 50. Manteltransformatoren.

49. Kerntransformatoren.

1. **5 KVA-Einphasentransformator der Gesellschaft für elektrische Industrie, Karlsruhe.** 3530/170 Volt, 1,42/29,5 Amp., 50 Perioden (Fig. 197 u. 198).

Die Kerne und Joche besitzen quadratischen Querschnitt und werden aus Paketen gebildet, die je 10 Bleche von 0,35 mm Dicke enthalten. Die Stoßfugen der Kern- und Jochpakete sind versetzt. An den 4 Verzapfungsstellen werden Kern- und Jochstücke durch Bolzen zusammengehalten. Zum Zusammenpressen der Bleche dienen ferner noch 6 Schnurbänder mit untergelegtem Preßspan.

Die auf beide Kerne verteilte Wicklung ist eine Zylinderwicklung mit innenliegender Niederspannungsspule. Letztere besteht aus 2 Lagen und ist auf einem Papierzylinder von 3 mm Dicke aufgebracht. Die Hochspannungswicklung ist in 8 Spulen unterteilt, die je für sich mit Baumwollband umwickelt sind. Die Spulen werden mit Electra-Lack getränkt, sie sind viereckig mit abgerundeten Ecken und erhalten zur Distanzierung 4 Schnurbänder. Die Hoch- und Niederspannungswicklungen sind durch einen Papierzylinder von 4 mm Dicke von einander getrennt. Die Endisolation der Spulen wird durch Holzscheiben bewirkt, die von oben und unten durch die Jochstücke gegen die Spulen gepreßt werden. Der ganze Transformatorkörper wird zwischen zwei kreisförmigen Eisenblechschildern angeordnet, auf welchen sich auch die Klemmbretter für die Anschlußklemmen befinden.

Die Hauptdaten des Transformators sind die folgenden:

Eisendimensionen:

Kernquerschnitt	88,5 cm^2
Kernhöhe	22,0 cm


Digitized by Google

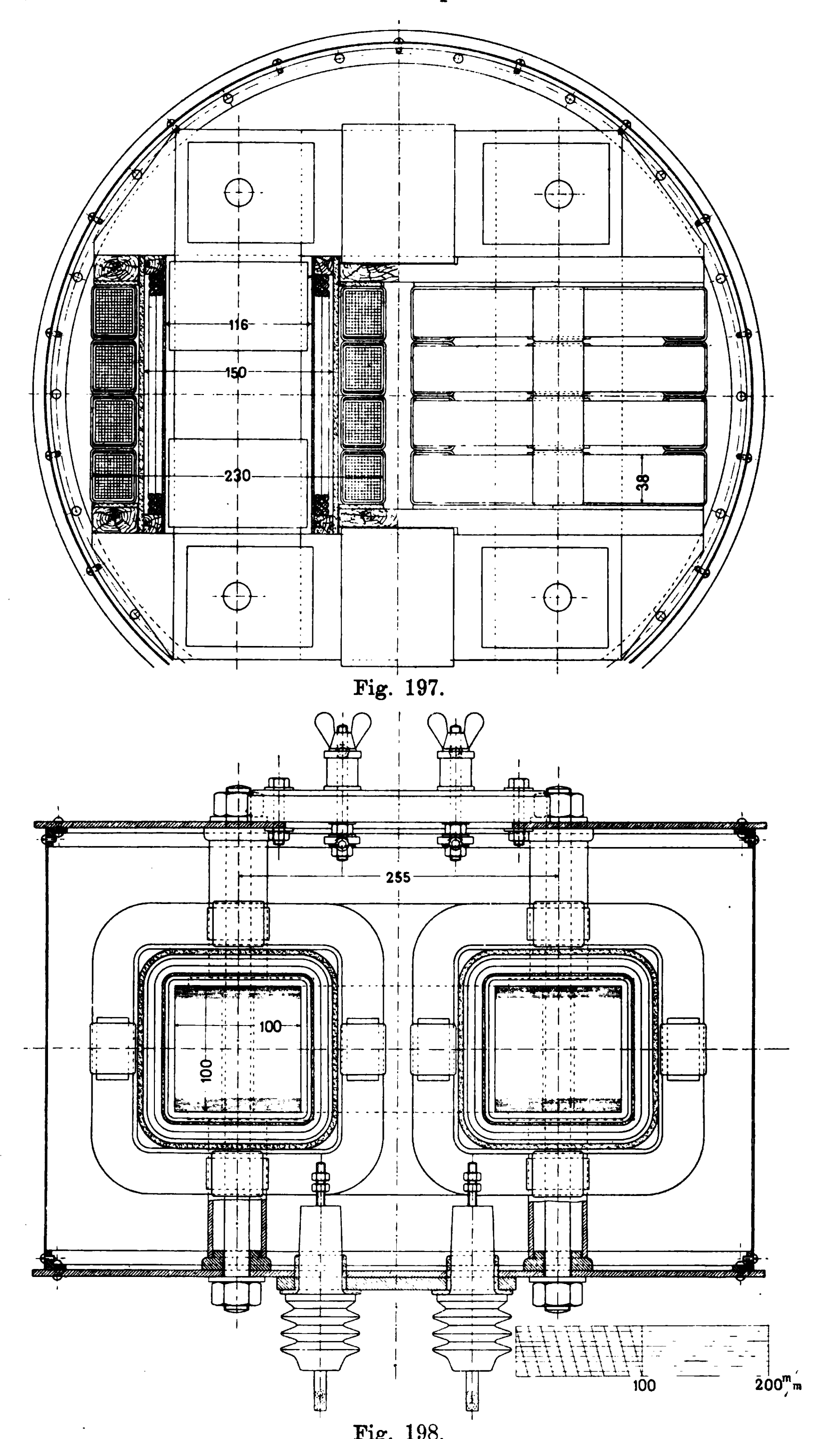


Fig. 197.

Fig. 198.

Fig. 197 und 198. 5 KVA-Einphasentransformator der Gesellschaft für elektrische Industrie. 3530/170-Volt, 50 Perioden.

Digitized by Google

Jochquerschnitt	88,5 cm^2
Kerndistanz	25,5 cm
Gewicht des aktiven Eisens	80 kg.

Wicklung:

Hochspannung: Windungszahl 2496 in 8 Spulen zu je 312 Windungen.

Drahtdurchmesser $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}}$. $= \frac{1,2}{1,6}$ mm

Mittlere Windungslänge . $= 90$ cm.

Niederspannung: Windungszahl 128 in 2 Spulen zu je 64 Windungen.

Drahtdurchmesser $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}}$ . . $= \frac{5}{5,5}$ mm

Mittlere Windungslänge . . . $= 56$ cm

Gesamtes Kupfergewicht $20 + 12 = 32$ kg

Temperaturerhöhung des Kupfers . $= 38^0$ C.

Wirkungsgrad . . . . $= 93,3\,^0/_0$.

Weitere Angaben siehe Haupttabelle im Anhang No. 1.

2. 20 KVA-Dreiphasentransformator der Siemens-Schuckertwerke. 8000/430 Volt, 1,5/27 Amp., $c = 50$ (Fig. 199 u. 200).

Die 3 Kerne bestehen je aus 3 Paketen und sind um 120^0 gegeneinander versetzt. Die Joche werden durch senkrecht zu den Kernen lamellierte Pakete aus dreieckförmig ausgestanzten Blechen gebildet. Die Kern- und Jochpakete sind durch Nieten zusammengehalten. Die Verbindung zwischen Kern und Joch erfolgt durch das Boden- und Deckelstück vermittels besonderer Druckschrauben.

Die Wicklung ist eine gewöhnliche Zylinderwicklung. Die innenliegende Niederspannungswicklung besteht aus flachkant gewickeltem Bandkupfer, das in 2 durch Isolationsscheiben getrennte Abteilungen mit je 4 Lagen gewickelt ist. Die Hochspannungswicklung besteht aus Kupferdraht; die Windungen pro Kern sind in 2 Spulen unterteilt, welche durch Isolationsscheiben je wieder in 7 Abteilungen getrennt sind.

Der Transformatorkörper ist nach außen vollständig abgeschlossen und es eignet sich diese Anordnung in solchen Fällen, wo ein guter Schutz gegen äußere Einwirkungen, z. B. Spritz- oder Tropfwasser etc., erforderlich ist. Die Kühlung erfolgt durch Luft, welche unten eintritt, dann entlang der Spulenmäntel nach oben streicht, wo sie durch die glockenförmig überdachten seitlichen

Digitized by Google

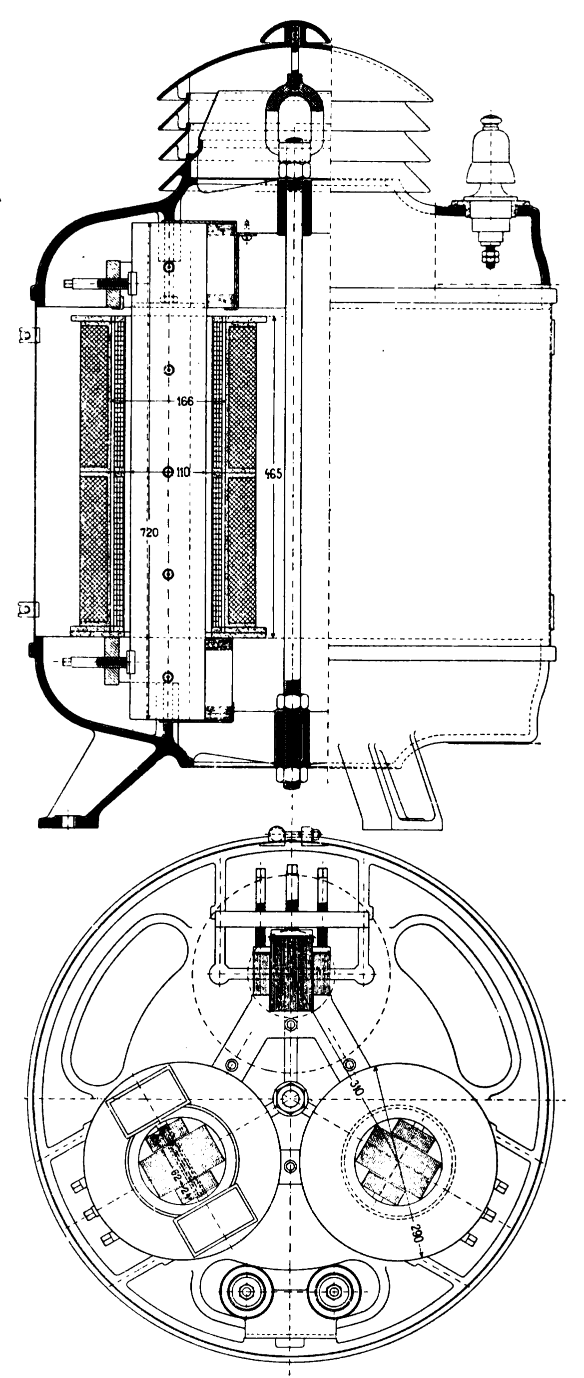


Fig. 199 und 200. 20 KVA-Dreiphasentransformator der Siemens-Schuckertwerke. 8000/430 Volt, 50 Perioden.

Digitized by Google

Öffnungen wieder austreten kann. Die Hauptdaten des Transformators sind die folgenden:

Eisendimensionen:

Kernquerschnitt	= 88,2 cm^2
Kernhöhe	= 47,6 cm
Jochquerschnitt	= 44,1 cm^2
Kerndistanz	= 31,0 cm
Gewicht des aktiven Eisens .	= 140 kg.

Wicklung:

Schaltung: Hoch- und Niederspannung in Stern.

Hochspannung: Windungszahl pro Phase = 3090 in 2×7 Unterabteilungen.

Drahtdurchmesser $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}}$	$= \frac{1,3}{1,8}$ mm
Mittlere Windungslänge . . .	= 6,73 cm.

Niederspannung: Windungszahl pro Phase = 170.

Leiterdimensionen, nackt	= $4 \times 7,5$ mm
Mittlere Windungslänge	= 45,3 cm
Gesamtes Kupfergewicht	= 140 kg

Temperaturerhöhung	des Kupfers (mit Thermometer) . .	= 47° C.
„	des Eisens . . .	= 51° C.
Wirkungsgrad	. . . .	= ca. 96,4 %.

Weitere Angaben siehe Haupttabelle im Anhang No. 3.

3. 40 KVA-Einphasentransformator in Öl der A. E.-G. 3120/230 (115) Volt, 12,8/174 (348) Amp., $c = 50$ (Fig. 201 u. 202).

Der Transformator zeichnet sich durch eine sehr ökonomische Raumausnutzung aus, bei welcher die Vorteile der Ölfüllung in Bezug auf Isolation und Abkühlungsverhältnisse vollständig verwertet werden.

Joch- und Kernstücke werden aus Blechpaketen mit versetzten Stoßfugen gebildet (s. Fig. 135). Die Kernpakete sind durch isolierte Bolzen, die Jochpakete durch außerhalb der Bleche verschraubte Gußplatten zusammengehalten.

Die Wicklung ist eine Zylinderwicklung, und zwar ist die Niederspannungsseite so eingerichtet, daß der Transformator sowohl in Zweileiternetzen mit 230 oder 115 Volt als auch Dreileiternetzen mit 2×115 Volt geschaltet werden kann. Zu diesem Zwecke wird die in Fig. 257 dargestellte Schaltung angewendet.

Digitized by Google

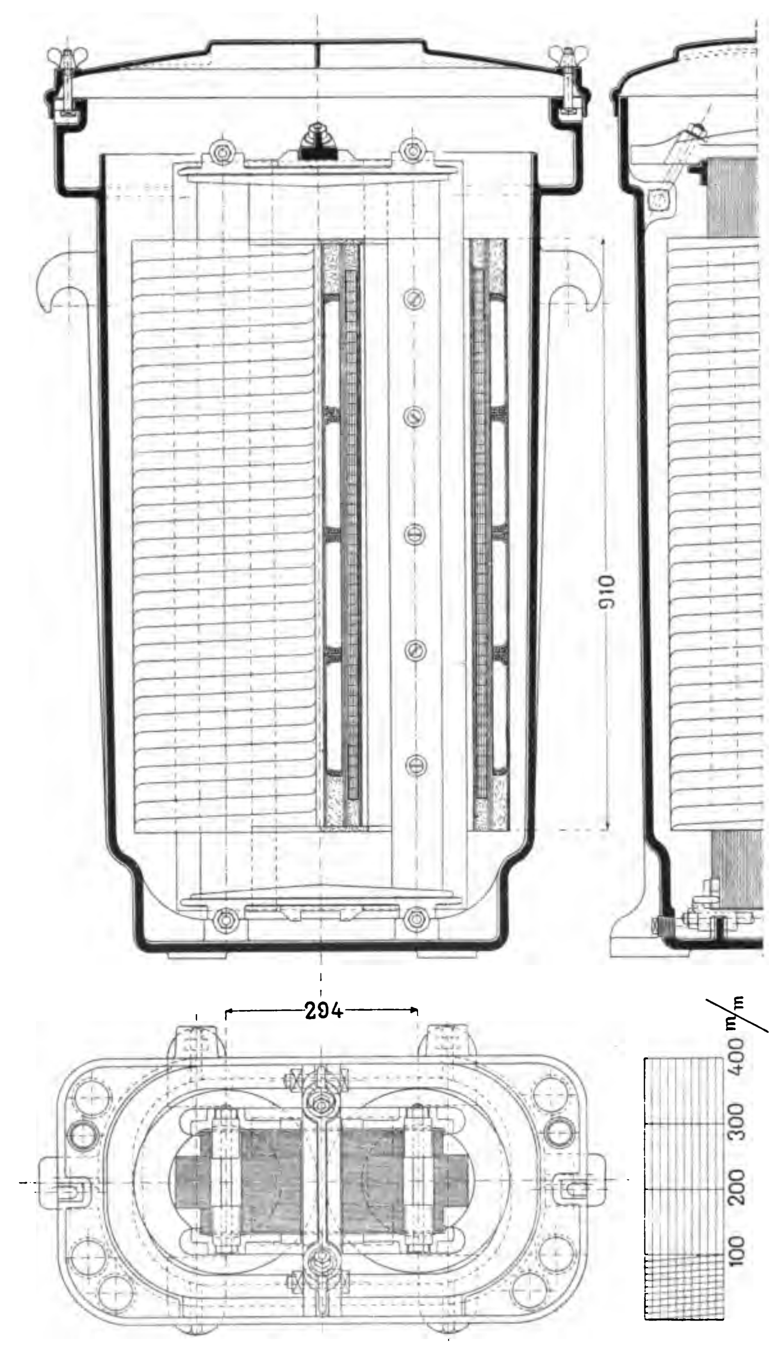


Fig. 201 und 202. 40 KVA-Einphasentransformator der A. E.-G. 3120/230 Volt, 50 Perioden.

Digitized by Google

Die Niederspannungsspulen bestehen aus flachkant gewickeltem Bandkupfer, und zwar ist jede Windung in 4 Querschnitte unterteilt. Jede Spule ist für sich isoliert und einzeln abnehmbar. Die Hochspannungswicklung ist reichlich unterteilt. Die einzelnen Lagen einer Spule sind durch zwei Lagen geölten Baumwolltuches mit eingelegtem Rotpapier voneinander getrennt. Jede Spule ist ferner mit 4 Lagen geöltem Baumwolltuch umhüllt und mit halbüberlapptem gummierten Baumwollband bewickelt. Die Gesamt-

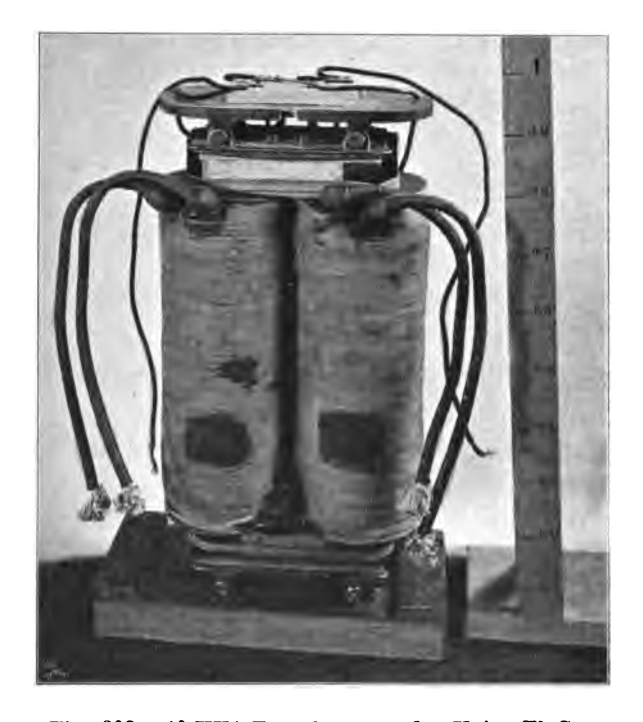


Fig. 203. 40 KVA-Transformator der Union El.-Ges.

anordnung des Transformators zugleich mit dem Klemmbrett zeigt Fig. 203. Als Ölgefäß dient ein Gußkasten, der den Transformator ziemlich eng umschließt.

Die Hauptdaten des Transformators sind die folgenden:

Eisendimensionen:

Kernquerschnitt	= 168 cm²
Kernhöhe	= 91,0 cm
Jochquerschnitt	= 168,0 cm²
Kerndistanz	= 29,4 cm
Gewicht des aktiven Eisens	= 336 kg.

Digitized by Google

Wicklung:

Hochspannung (außen) 1408 Windungen total, pro Kern 4 Spulen mit je 176 Windungen (2 Lagen zu 36 Windungen, 2 Lagen zu 35 Windungen und 1 Lage zu 34 Windungen).

Drahtdurchmesser $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}}$ . . $= \frac{4,62}{4,92}$ mm

Mittlere Windungslänge . . . $= 77,5$ cm.

Niederspannung (innen) 104 Windungen total, pro Kern 2 konzentrische Spulen zu je 26 Windungen in einer Lage.

Leiterdimensionen $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}}$. $= 4 \times \frac{3,3 \times 15}{3,7 \times 15,4}$ mm²

Mittlere Windungslänge . . $= 56,6$ cm

Gewicht des aktiven Kupfers $= 284$ kg.

Temperaturzunahme des Eisens . . . $= 38,5^0$ C.
„ des Öles . . . . $= 25^0$ C.
„ des Gehäuses . . $= 10^0$ C.

Wirkungsgrad η . . . . $\cong 97,6\%$.

Weitere Angaben siehe Haupttabelle im Anhang No. 4.

4. 75 KVA - Einphasentransformator in Öl von Brown, Boveri & Comp. 10500/3500 Volt, 7,13/21,4 Amp., $c = 57,5$ (Fig. 204 u. 205).

Der Transformator entspricht in seiner Ausführung einer normalen Kerntype. Die Kern- und Jochpakete werden durch isolierte Schrauben zusammengehalten und stoßen stumpf aneinander. Die beiden Joche sind mit Gußplatten armiert. Zwei durchgehende Zugstangen, die oben und unten verschraubt sind, vermitteln die Befestigung zwischen Kern- und Jockstücken.

Die Wicklung ist eine Zylinderwicklung. Die innenliegende Niederspannungs- sowie außenliegende Hochspannungswicklung sind als Drahtwicklungen, die in mehrere für sich isolierte Spulen unterteilt sind, ausgeführt und voneinander durch einen 10 mm dicken Papiermantel getrennt. Zwischen den Hochspannungsspulen liegen 8 mm dicke Holzklötze. Zu sämtlichen Verbindungsleitungen zwischen den Spulen der beiden Kerne und den Anschlußleitungen, sind, soweit sie in Öl liegen, Kabel verwendet, die mit einem Papierrohre umgeben sind. Die Führung dieser Leitungen sowie deren Befestigung auf Isolatoren ist aus der Figur ersichtlich.

Als Ölgefäß dient im vorliegenden Falle ein Gußgehäuse mit Rippenmantel. Die Hoch- und Niederspannungsklemmen sind auf Porzellanmuffen befestigt, die in das Gußgehäuse eingelassen werden.

Digitized by Google

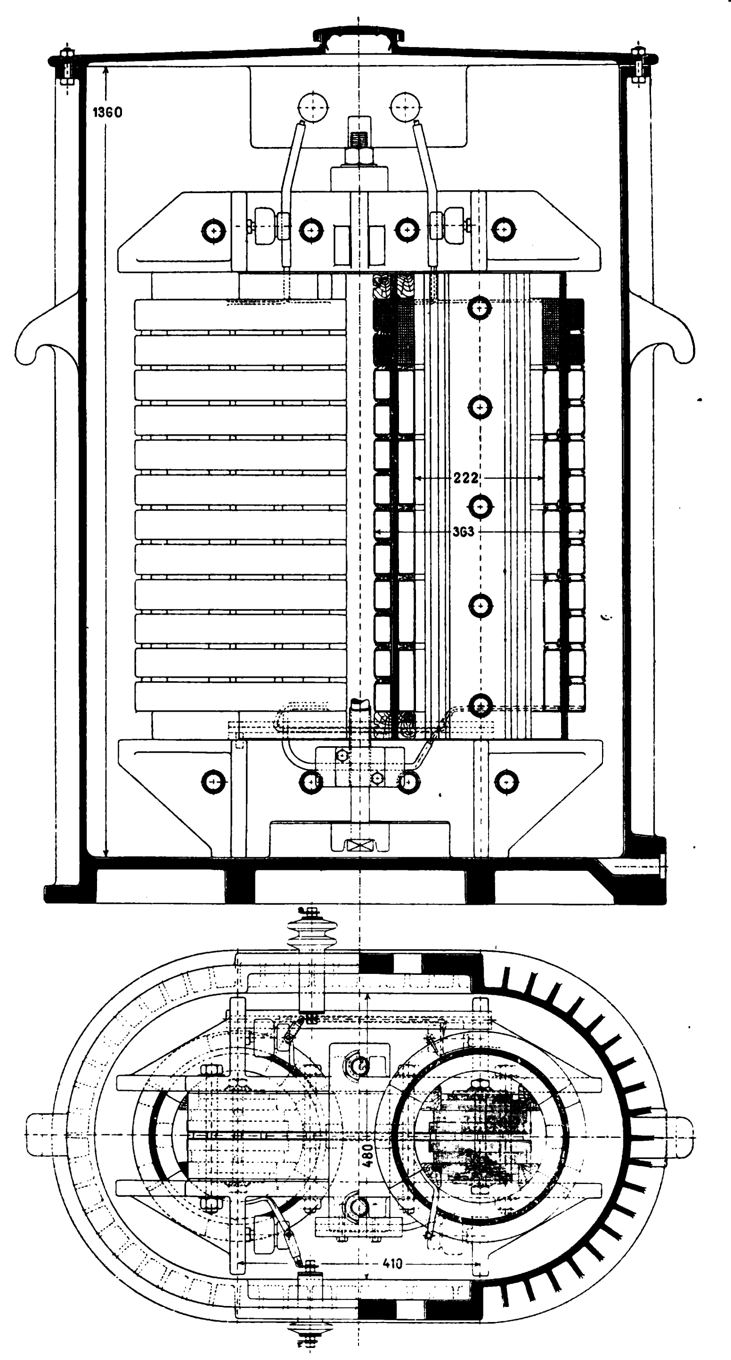


Fig. 204 und 205. 75 KVA-Einphasentransformator von Brown, Boveri & Comp. 10500/3500 Volt, 57,5 Perioden.

Digitized by Google

Die Hauptdaten des Transformators sind die folgenden:

Eisendimensionen:

Kernquerschnitt	$= 172$ cm^2
Kernhöhe	$= 80{,}0$ cm
Jochquerschnitt	$= 172$ cm^2
Kerndistanz	$= 41{,}0$ cm
Gewicht des aktiven Eisens .	$= 375$ kg.

Wicklung:

Hochspannung (außen) 3432 Windungen total, pro Kern 12 Spulen zu 143 Windungen; jede Spule 9 Lagen.

Drahtdurchmesser $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}}$ . . . $= \frac{2{,}5}{3{,}0}$ mm

Mittlere Windungslänge . . . $= 105$ cm.

Niederspannung (innen) 1080 Windungen total, pro Kern 6 Spulen zu 90 Windungen; jede Spule 7 Lagen.

Drahtdurchmesser $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}} = \frac{3{,}5}{4{,}0}$ mm, 2 Leiter parallel.

Mittlere Windungslänge . $= 79{,}2$ cm

Gewicht des aktiven Kupfers $= 307$ kg.

Wirkungsgrad . . . . $= 97{,}25\,^0/_0$.

Weitere Angaben siehe Haupttabelle im Anhang No. 5.

5. 100 KVA-Dreiphasentransformator in Öl von der A. E.-G. 6000/550 Volt, 9,65/105 Amp., $c = 50$ (Fig. 206 bis 210).

Dieser Transformator zeichnet sich durch seine gedrungene Bauart aus. Die Kern- und Jochbleche überlappen sich, und zwar werden nach Einbau der Spulen zunächst die durch die Kerne gehenden Jochbleche eingeschichtet und nachträglich der Raum zwischen den um eine Blechdicke voneinander abstehenden Blechen durch besondere Blechstücke ausgefüllt. Das obere Jochpaket wird mit dem unteren durch zwei gußeiserne Preßstücke (Fig. 206 u. 209), die als Rippenkörper ausgebildet sind, und vier Schrauben zusammengehalten.

Der Transformator besitzt Zylinderwicklung mit innenliegender Niederspannungs- und außenliegender Hochspannungswicklung. Die Hochspannungswindungen einer Phase sind in 6 Spulen unterteilt, die voneinander durch Isolationsscheiben getrennt sind.

Der Ölkasten (Fig. 210) besteht aus einem Boden- und Deckelstück aus Gußeisen, in welchen der Wellblechmantel aus 30 mm breiten und 50 mm tiefen Wellen und einem Blechboden eingebaut

Digitized by Google

wird. Der Blechboden ist mit dem Wellblech nach der in Fig. 193 dargestellten Art verbunden.

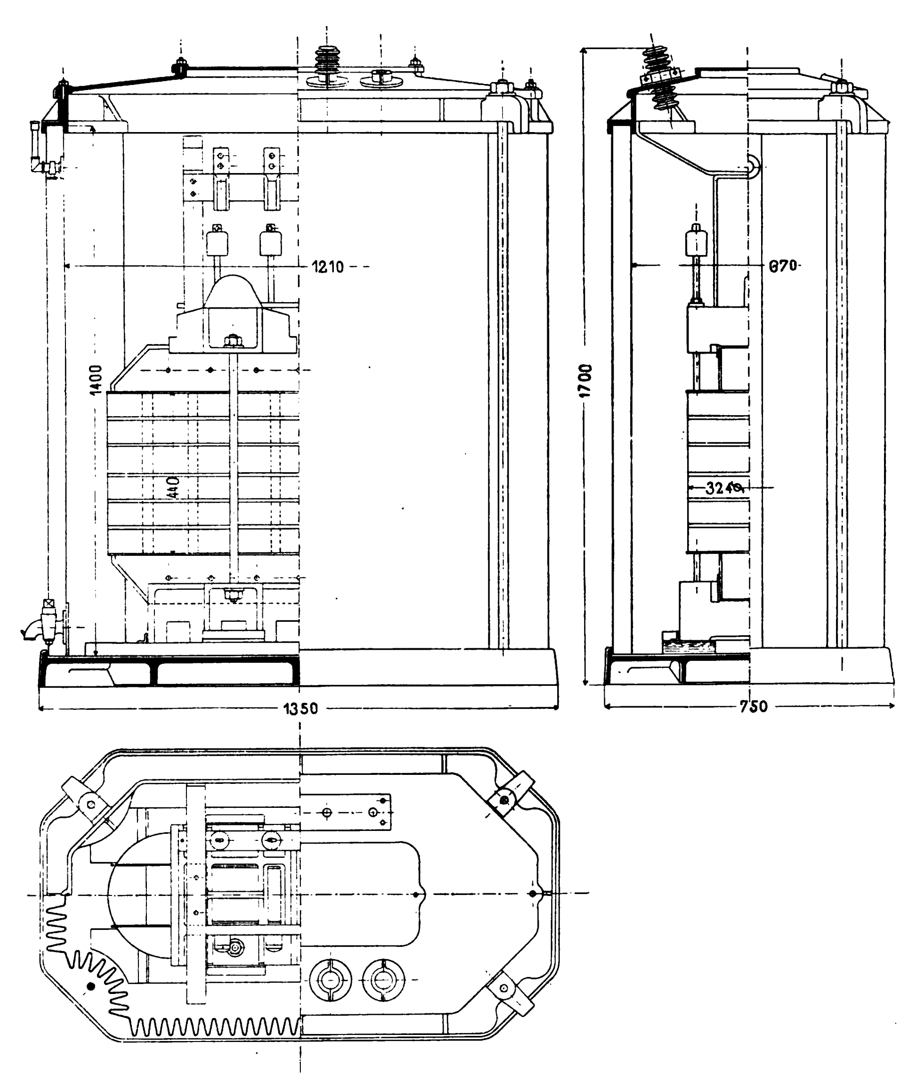


Fig. 206, 207 und 208. 100 KVA-Dreiphasentransformator der A. E.-G. 6000/550 Volt, 50 Perioden.

Für die Anschlußklemmen ist auf der Niederspannungsseite ein besonderer am Joch befestigter Rahmen, für die Hochspannungsseite sind 3 Porzellanisolierglocken vorgesehen (Fig. 209). Die Einführung der Anschlußleitungen erfolgt durch den Gußdeckel des Ölgefäßes.

Digitized by Google

Die Temperaturerhöhung, gemessen in der oberen Ölschicht, beträgt nach 20stündiger Vollbelastung ca. 45° C.

6. 150 KVA-Einphasentransformator in Öl mit Wasserkühlung von der Maschinenfabrik Örlikon. 30000/230 Volt, 5/653 Amp., $c = 50$ (Tafel I).

Dieser Transformator ist in erster Linie mit Rücksicht auf möglichste Materialausnützung und nicht auf höchsten Wirkungs-

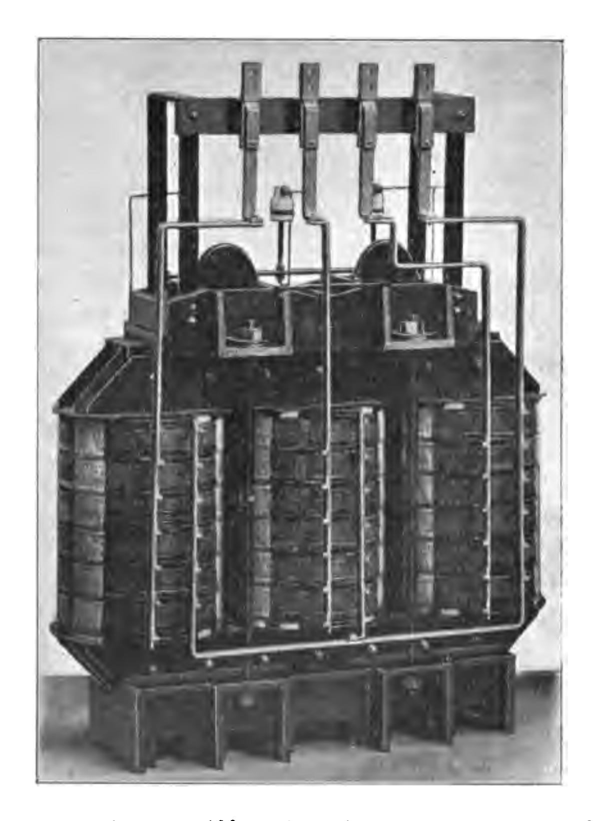


Fig. 209. Gesamtansicht des 100 KVA-Dreiphasentransformators der A. E.-G.

grad gebaut. Die Joche haben quadratischen, die Kerne abgestuften Querschnitt. Kern- und Jochstücke werden durch oben und unten angebrachte Gußstücke, die durch Zugstangen verankert sind, zusammengehalten.

Die innenliegende Niederspannungswicklung besteht aus flachkant gewickeltem Bandkupfer. Die 4 konzentrisch angeordneten Leiter einer Windung sind blank gewickelt und nachträglich durch eine Papiereinlage voneinander isoliert. Der effektive Widerstand

Digitized by Google

der Niederspannungswicklung beträgt ca. das 1,54fache des berechneten Ohmschen Widerstandes. Zwischen Hoch- und Niederspannungswicklung befindet sich ein Papierzylinder. Die Hochspannungswicklung ist pro Kern in 10 Doppelspulen unterteilt und so isoliert, daß eine Umschaltung auf 50000 Volt Betriebsspannung leicht möglich ist.

Der Transformator steht in einem Ölgefäß mit Wellblechmantel. Das Öl wird durch eine im Ölgefäße aufgehängte und 12 m lange

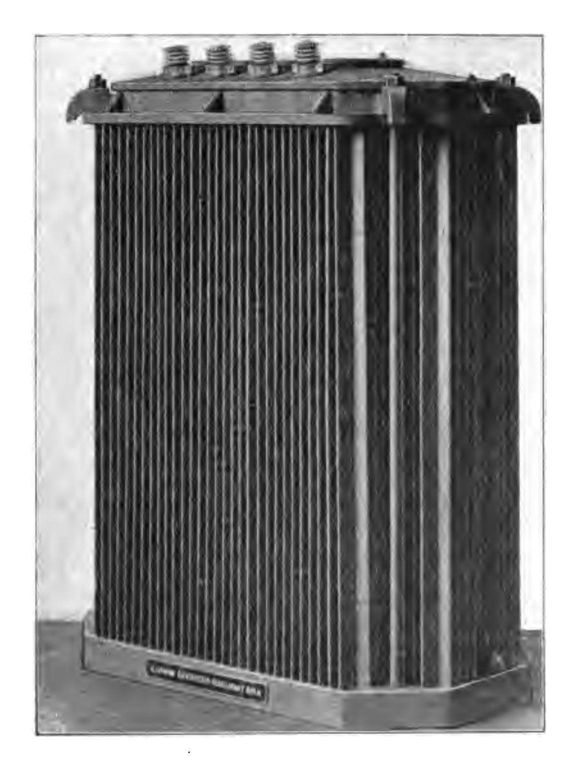


Fig. 210. Ölkasten zum 100 KVA-Dreiphasentransformator der A. E.-G.

Kühlschlange aus 1,5 mm dickwandigem Kupferrohr mit 25 mm lichter Weite gekühlt. Die Ölmenge mußte mit Rücksicht auf die Höhe der verwendeten Spannung sehr reichlich bemessen werden. Bei einer Dauerbelastung von 100 KVA beträgt die Temperaturerhöhung ohne Wasserkühlung nur 35° C. Diese Transformatorentype wurde von der Maschinenfabrik Örlikon für die Dreiphasenstromkraftübertragung von Hochfelden nach Zürich gebaut, wo 3 derartige Transformatoren auf der Hoch- und Niederspannungsseite in Dreieck geschaltet zur Transformation des Dreiphasenstromes dienen.

Digitized by Google

Die Hauptdaten des Transformators sind die folgenden:

Eisendimensionen:

Kernquerschnitt	$= 365 \ cm^2$
Kernhöhe	$= 55 \ cm$
Jochquerschnitt	$= 365 \ cm^2$
Kerndistanz	$= 46,0 \ cm$
Gewicht des aktiven Eisens .	$= 715 \ kg$.

Wicklung:

Hochspannung (außen) 3280 Windungen total, pro Kern 10 Doppelspulen in Serie. Jede

Doppelspule 2×11 Lagen zu 7 Drähten und
" 2×1 " " 5 "

Drahtdurchmesser $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}}$	$= \frac{2,0}{2,3}$ mm
Mittlere Windungslänge . . .	$= 93,5$ cm.

Niederspannung (innen) pro Kern 30 Windungen, die Windungen der beiden Kerne parallel. Eine Windung besteht aus 4 parallelen Leitern mit $3,5 \times 13 = 45,5 \ mm^2$.

Mittlere Windungslänge . . .	$= 118$ cm
Gewicht des aktiven Kupfers .	$= 200$ kg
Ölgewicht	$= 650$ kg
Gewicht des Ölgefäßes . . .	$= 560$ kg

Totalgewicht des Transformators . . $= 2200$ kg

Eisenverluste	$= 2200$ Watt
Kupferverluste	$= 2000$ Watt

(aus Kurzschlußversuch)

Wirkungsgrad . . . . $= 97,2\,\%$.

Weitere Angaben siehe Haupttabelle im Anhang No. 6.

Um die Materialausnützung dieses Transformators gegenüber älteren Typen zu veranschaulichen, sollen hier noch die Gewichtsverhältnisse eines von der gleichen Firma gebauten 200 KVA-Einphasentransformators älterer Bauart angeführt werden:

Kupfergewicht	$= 1540$ kg
Gewicht des aktiven Eisens .	$= 900$ kg
Ölgewicht	$= 500$ kg
Ölgefäß	$= 1700$ kg
Wirkungsgrad	$= 97\,\%$.

Digitized by Google

7. 160 KAV-Dreiphasentransformator in Öl von Brown, Boveri & Comp. 25000/2100 Volt, 3,78/44 Amp., $c = 50$ (Fig. 211, 212 u. 213).

Dieser Transformator ist hauptsächlichst seiner Kühlmethode wegen interessant. In Bezug auf die Anordnung des Eisenkörpers und der Wicklung entspricht er normalen Ausführungsformen.

Der Transformator steht in einem Ölgefäße mit glattem Blechmantel, der außen durch Winkeleisen versteift ist. Zwischen Blechmantel und Transformatorkörper sind, den letzteren vollständig umhüllend, schmiedeeiserne Rohre in das Ölgefäß eingebaut, durch welche die umgebende Luft durchstreichen kann. Um der Luft Zutritt zu diesen Ventilationsröhren zu schaffen, ist das Fußstück des Ölgefäßes entsprechend ausgebildet. Der tiefste Ölstand A bezw. der höchste B, bei kaltem bezw. warmem Transformator, sind aus der Figur ersichtlich. Die Verbindungs- und Anschlußleitungen werden durch Papierrohre geführt, die in einem an das obere Joch befestigten Rahmen gehalten werden.

Die Hauptdaten des Transformators sind die folgenden:

Eisendimensionen:

Kernquerschnitt	$= 176$ cm²
Kernhöhe	$= 85$ cm
Jochquerschnitt	$= 176$ cm²
Kerndistanz	$= 43{,}0$ cm
Gewicht des aktiven Eisens .	$= 658$ kg.

Wicklung:

Hochspannung (außen) pro Phase 3840 Windungen in 16 Doppelspulen zu 15 Lagen mit je 2×8 Windungen.

Drahtdurchmesser $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}}$ . . . $= \frac{1{,}9}{2{,}4}$ mm

Mittlere Windungslänge . . . $= 116{,}5$ cm.

Niederspannung (innen) pro Phase 340 Windungen in 4 Doppelspulen zu 5 Lagen von je 9 bezw. 8 Windungen.

Leiterdimensionen $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}}$ . . $= \frac{5 \times 8{,}5}{6 \times 9{,}5}$ mm²

Mittlere Windungslänge . . .	$= 78{,}9$ cm
Gewicht des aktiven Kupfers .	$= 640$ kg
Wirkungsgrad	$= 97{,}27\,^0/_0$.

Weitere Angaben siehe Haupttabelle im Anhang No. 7.

Digitized by Google

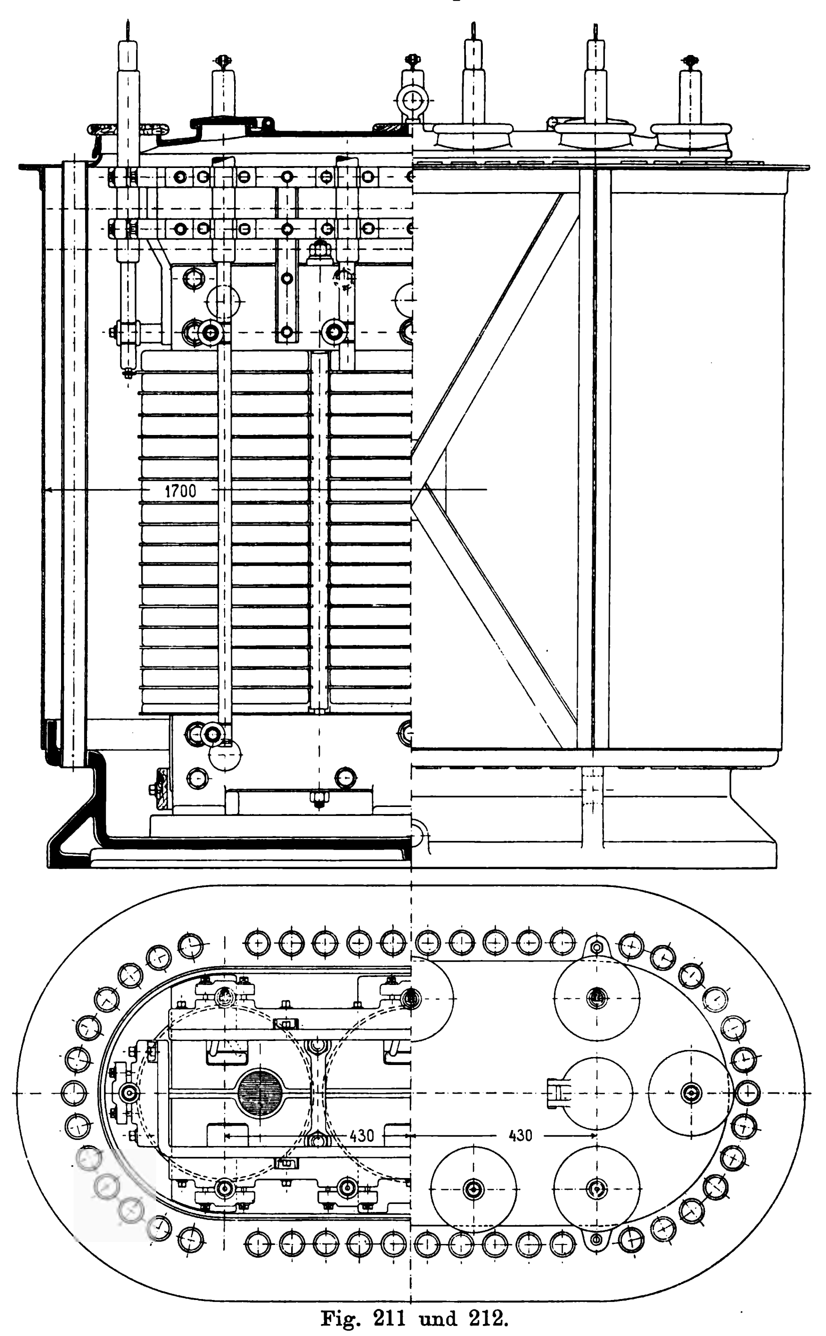
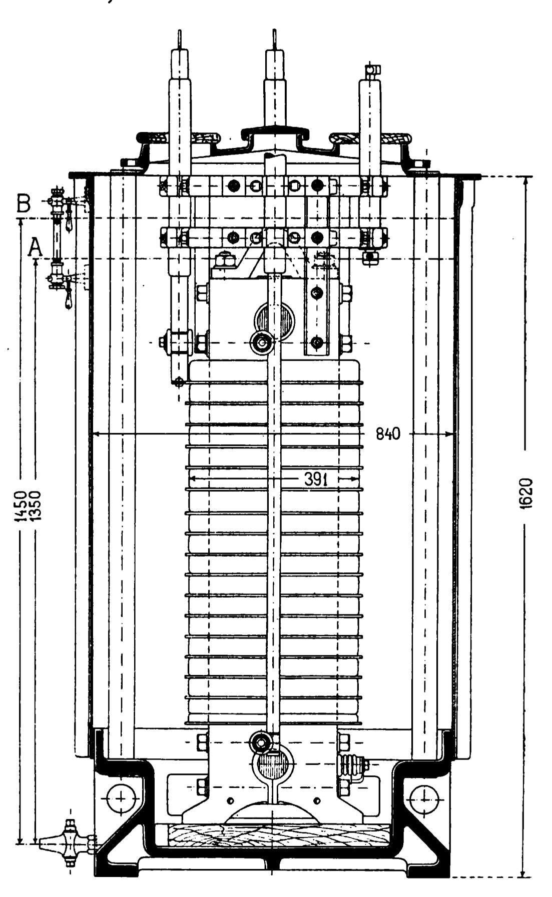


Fig. 211 und 212.

Fig. 211, 212 und 213. 160 KVA-Dreiphasentransformator von Brown, Boveri & Comp. 25000/2100 Volt, 50 Perioden.

Digitized by Google

8. 1000 KVA-Dreiphasentransformator in Öl mit Wasserkühlung von der Maschinenfabrik Örlikon. 27000/3000 Volt, 21,4/111 Amp., $c = 50$ (Fig. 214 bis 217).



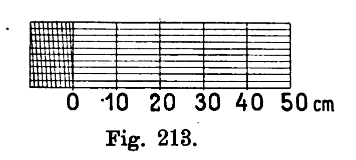


Fig. 213.

Der Transformator fällt durch seine äußerst gedrungene Bauart auf. Kern- und Jochstücke sind von rechteckigem Querschnitt und haben 2 Luftschlitze. Die Nieder- und Hochspannungswicklung ist mit flachkant gewickeltem Kupferband ausgeführt. Das Kupferband wird nackt gewickelt und nachträglich durch Preßspanzwischenlagen von 0,3 mm Dicke isoliert. Die Hoch- und Niederspannungswicklung ist als Zylinderwicklung ausgeführt und reichlich unterteilt. Die maximale Spannung innerhalb einer besonders durch Bandumwicklung isolierten Abteilung der Hochspannungswicklung beträgt ca. 450 Volt. Die beiden rechteckförmigen Spulensysteme sind durch einen 10 mm dicken Mikanitzylinder voneinander getrennt. Für die ganze Isolierung des Transformators ist kein anderes Material als Preßspan und Mikanit verwendet worden.

Digitized by Google

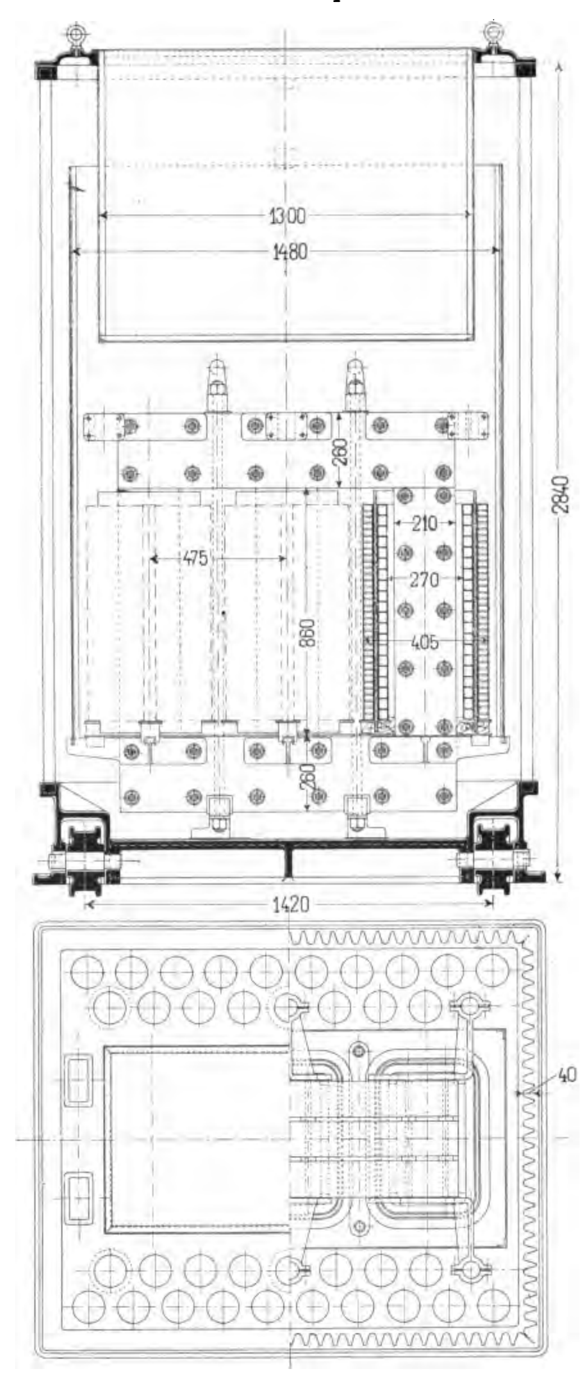


Fig. 214 und 215.

Fig. 214, 215 und 216. 1000 KVA-Dreiphasentransformator von der Maschinenfabrik Örlikon. 27000/3000 Volt, 50 Perioden.

Digitized by Google

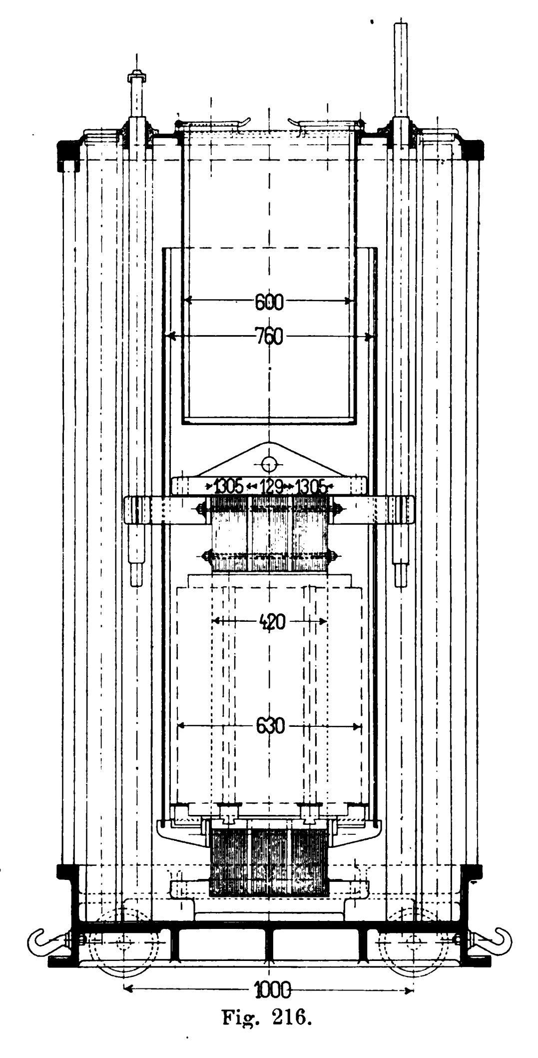


Fig. 216.

Das Ölgefäß ist aus Wellblech, welches oben und unten in gußeiserne Rahmen eingegossen ist, hergestellt. Da eine künstliche Kühlung hier nicht vorgesehen ist, so muß die äußere Oberfläche des Gefäßes selbst für die Abkühlung der Transformatoren genügen Um die Abkühlungsfläche wirksam zu vergrößern, sind an den beiden Längsseiten des Ölgefäßes je 18 mit der umgebenden Luft in Berührung stehende Lüftungsrohre eingebaut. Eng dem Transformatorkörper umschliessend ist ferner ein rechteckiger Blechmantel angeordnet, in dem wieder ein mit dem Gefäßdeckel verbundener Blechtrog hineinragt. Diese beiden Blechmäntel sollen durch ihre saugende Wirkung die Wärmeabfuhr beschleunigen.

Die Hauptdimensionen des Transformators sind folgende:

Eisenkörper:

Kernquerschnitt	=	735 cm^2
Kernhöhe	=	86,0 cm
Jochquerschnitt	=	912 cm^2
Kerndistanz	=	47,5 cm
Gewicht des aktiven Eisens .	=	3130 kg.

Wicklung:

Hochspannung (außen) in Stern geschaltet; pro Phase 910 Windungen in 35 Spulen zu je 26 Windungen.

Digitized by Google

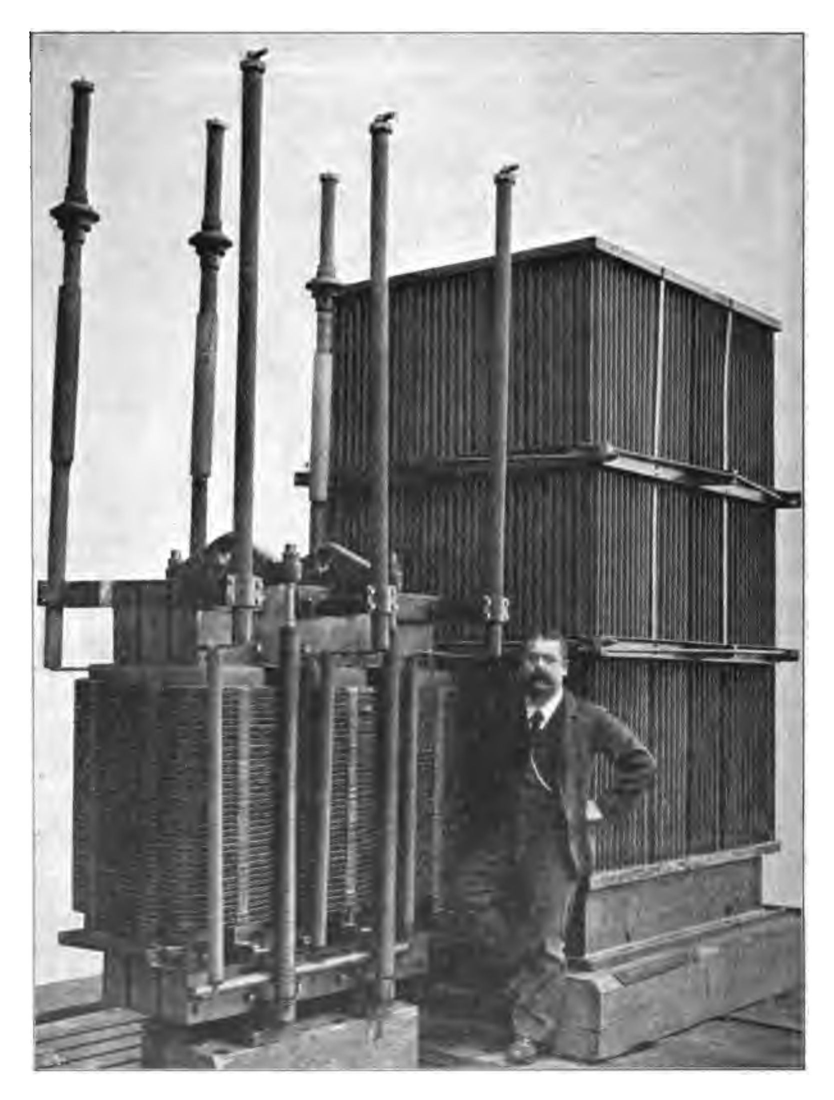


Fig. 217. Gesamtansicht des 1000 KVA-Dreiphasentransformators der Maschinenfabrik Örlikon.

Leiterdimensionen (nackt) . . $= 1 \times 15$ mm²
Mittlere Länge . . . . $= 154$ cm

Niederspannung (innen) im Dreieck geschaltet; pro Phase 180 Windungen in 20 Abteilungen zu je 9 Windungen.

Leiterdimensionen (nackt) . . $= 2{,}5 \times 33$ mm²
Mittlere Länge . . . . $= 183$ cm

Digitized by Google

Gewicht des aktiven Kupfers . = 1290 kg
Wirkungsgrad . . . . = 98,4 %.

Weitere Angaben siehe Haupttabelle im Anhang No. 9.

9. 1400 KVA-Dreiphasentransformator in Öl mit Wasserkühlung von Brown, Boveri & Comp. 26000/3000 Volt, 30,8/155,6 Amp., $c = 50$ (Tafel II und Fig. 218).

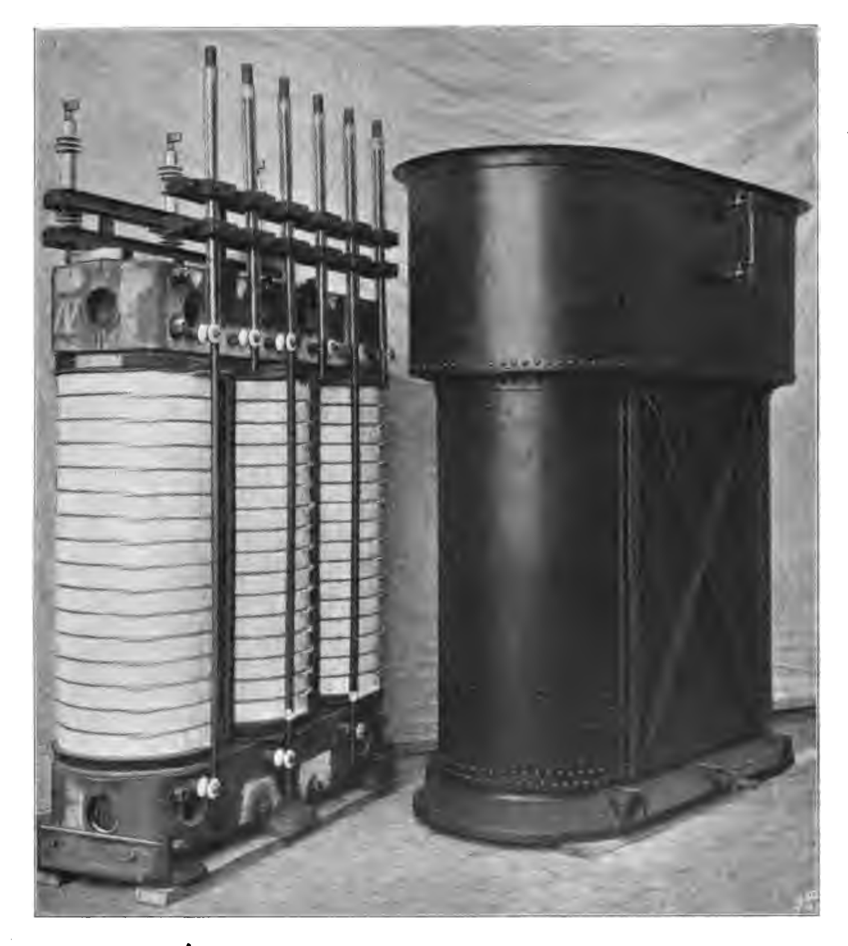


Fig. 218. Gesamtansicht des 1400 KVA-Dreiphasentransformators von Brown, Boveri & Comp.

Die Bauart des dargestellten Transformators entspricht den bereits auf S. 150 besprochenen Anordnungen. Zur Kühlung des Transformators dient eine ca. 89 m lange Kühlschlange aus Kupfer-

Digitized by Google

rohr von 36 mm lichter Weite und 1,5 mm Wandstärke, die im oberen Teile des aus Schmiedeeisen bestehenden glatten Ölgefäßes eingebaut ist. Die Details der Wicklungsanordnung können aus der Tafel II, Fig. 4 entnommen werden und die Gesamtanordnung des Transformators mit den Anschluß- und Verbindungsleitungen ist aus Fig. 218 ersichtlich. Bemerkenswert ist die in der Figur sichtbare Anordnung der Isolationsschilder zwischen benachbarten Kernen. Zu diesem Zwecke werden je 2 gegenüberstehende, den Eisenkörper zusammenhaltende Ankerstangen mit mehreren Lagen Preßspan umwickelt, so daß eine beidseitige Isolationsschicht von ca. 5 mm Dicke entsteht.

Die Hauptdimensionen des Transformators sind die folgenden:

Eisenkörper:

Kernquerschnitt . . . . = 428 cm^2
Kernhöhe . . . . = 130 cm
Jochquerschnitt . . . . = 428 cm^2
Kerndistanz . . . . = 56,0 cm
Gewicht des aktiven Eisens . . = 2740 kg.

Wicklung:

Hochspannung (außen) in Stern geschaltet; pro Phase 1344 Windungen in 16 Doppelspulen zu 7 Lagen von je 2×6 Windungen. Zwischen den Lagen eine 0,2 mm dicke Papierzwischenlage. Jede Doppelspule ist mit Band umwickelt.

Drahtdurchmesser $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}}$ . . . $= \frac{4,6}{5,2}$ mm

Mittlere Windungslänge . . . = 148,5 cm.

Niederspannung (innen) in Dreieck geschaltet; pro Phase 252 Windungen in 6 Doppelspulen zu 3 Lagen von je 2×7 Windungen. Zwischen den Lagen 1 mm Preßspan. Jede Doppelspule ist mit Band umwickelt.

Drahtdimensionen $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}} = \frac{10,5 \times 10,5}{11,5 \times 11,5}$ mm^2

Mittlere Windungslänge = 116 cm
Gewicht des akt. Kupfers = 1750 kg
Wirkungsgrad . . . . = 98,3 %.

Weitere Angaben siehe Haupttabelle im Anhang No. 10.

Digitized by Google

50. Manteltransformatoren.

10. 100 KVA-Einphasentransformator mit künstlicher Luftkühlung der Union E.-G. 2200/110 Volt, 45,5/912,5 Amp., $c = 50$ (Tafel III).

Der Eisenmantel entsteht hier durch Aufschichtung von je 8 Blechstücken mit Versetzung der Stoßfugen in aufeinanderfolgenden Lagen. Im Eisenkörper sind 6 Luftschlitze angeordnet. Der nach dem Zusammenpressen der Blechpakete entstehende Raum ist durch Holzklötze ausgefüllt.

Die Hochspannungswicklung ist in 4, die Niederspannungswicklung in 3 Spulen unterteilt, die abwechselnd aufeinanderfolgen. Beide Wicklungen (s. Fig. 183) sind aus Bandkupfer hergestellt und die einzelnen Spulen für sich isoliert.

Der durch Zusammenfügen der Spulen entstehende Spulenkörper ist von dem Eisenmantel durch Leatheroid- und hölzerne Eckstücke getrennt. Die Parallelschaltung der 3 Niederspannungsspulen erfolgt im unteren Teile durch die Anschlußstücke; die Serieschaltung der Hochspannungsspulen erfolgt an den oberen Spulenseiten und die Anschlußleitung an die Hochspannungswicklung wird durch Porzellanisoliermuffen in das Gehäuse eingeleitet.

Die die Blechpakete vermittels zweier Ankerbolzen zusammenpressenden Gußrahmen sind so ausgebildet, daß sie gleichzeitig als Deckel- bezw. Bodenstück des Gehäuses dienen. Die Seitenflächen sind durch Schmiedeisenbleche geschlossen, von denen eine Wand siebartig durchlocht ist, um den seitlichen Austritt der eingeblasenen Luft zu ermöglichen. Die zur Regulierung der Luftzufuhr und Windführung erforderlichen Schiebervorrichtungen A und B sind aus der Figur ersichtlich.

Die Hauptdimensionen des Transformators sind die folgenden:

Eisenkörper:

Eisenquerschnitt . . . . $= 2 \times 340$ cm²
Höhe des Wicklungsraumes . . $=$ 25,0 cm
Breite des Wicklungsraumes . $=$ 15,0 cm
Feste Eisenhöhe . . . . $=$ 56,0 cm
Gewicht des aktiven Eisens . . $=$ 550 kg.

Wicklung:

Hochspannung: 180 Windungen total in 4 Spulen zu je 45 Windungen.

Kupferband . . . . $= 1,5 \times 20$ mm².

Digitized by Google

Niederspannung: 3 Spulen zu je 9 Windungen parallel.

4 Kupferbänder parallel von je $(2,5 \times 22)$ mm²
Gewicht des aktiven Kupfers . = 207 kg
Wirkungsgrad . . . . = 97,68 %.

Weitere Angaben siehe Haupttabelle im Anhang No. 11.

11. 60 KVA-Dreiphasentransformator in Öl von den Siemens-Schuckertwerken. 10000/110 Volt, 3,47/315 Amp., $c = 50$ (Fig. 219).

Die Anordnung des Eisenkörpers erfolgt hier nach dem auf S. 144 und 151 angegebenen Verfahren der Siemens-Schuckertwerke (D.R.P. No. 93254), bei welchem die Bleche ohne Abfall gestanzt werden können. Die Stärke des verwendeten Bleches beträgt 0,3 mm.

Den Transformatorkörper umfaßt ein aus Blech gebildeter Schacht S, welcher, bis dicht unter den Eisenkörper reichend, eine natürliche Ölzirkulation und beschleunigte Wärmeabfuhr bewirken soll. Das Ölgefäß wird durch einen schmiedeeisernen Mantel, in dem ein Bodenstück eingenietet ist, gebildet.

Die Hauptdimensionen des Transformators sind die folgenden:

Eisenkörper:

Eisenquerschnitt . . . . = 328 cm²
Höhe des Wicklungsraumes (einer Phase) = 12,2 cm
Breite „ „ „ = 12,2 cm
Gewicht des aktiven Eisens . . . . . = 445 kg.

Wicklung:

Hochspannung: 1160 Windungen pro Phase in 2 Spulen mit je 580 Windungen.

Drahtdurchmesser (nackt) . . . = 1,7 mm
Mittlere Windungslänge . . . $\simeq$ 122 cm.

Niederspannung: 13 Windungen pro Phase in 2×2 Spulen parallel; 2 Spulen zu je 7, 2 Spulen zu je 6 Windungen.

Flachkupferdimensionen nackt . = $2 \times (7,7 \times 12)$ mm²
Gewicht des aktiven Kupfers . = 156 kg
Wirkungsgrad . . . . = 96,9 %
Temperaturerhöhung des Kupfers = 49° C.
„ „ Öles . = 41° C.

Weitere Angaben siehe Haupttabelle im Anhang No. 12.

12. 700 KVA-Einphasentransformator in Öl mit Wasserkühlung von Ganz & Comp. 14000/50 Volt, 50/14000 Amp., $c = 42$. (Fig. 220 u. 221.)

Digitized by Google

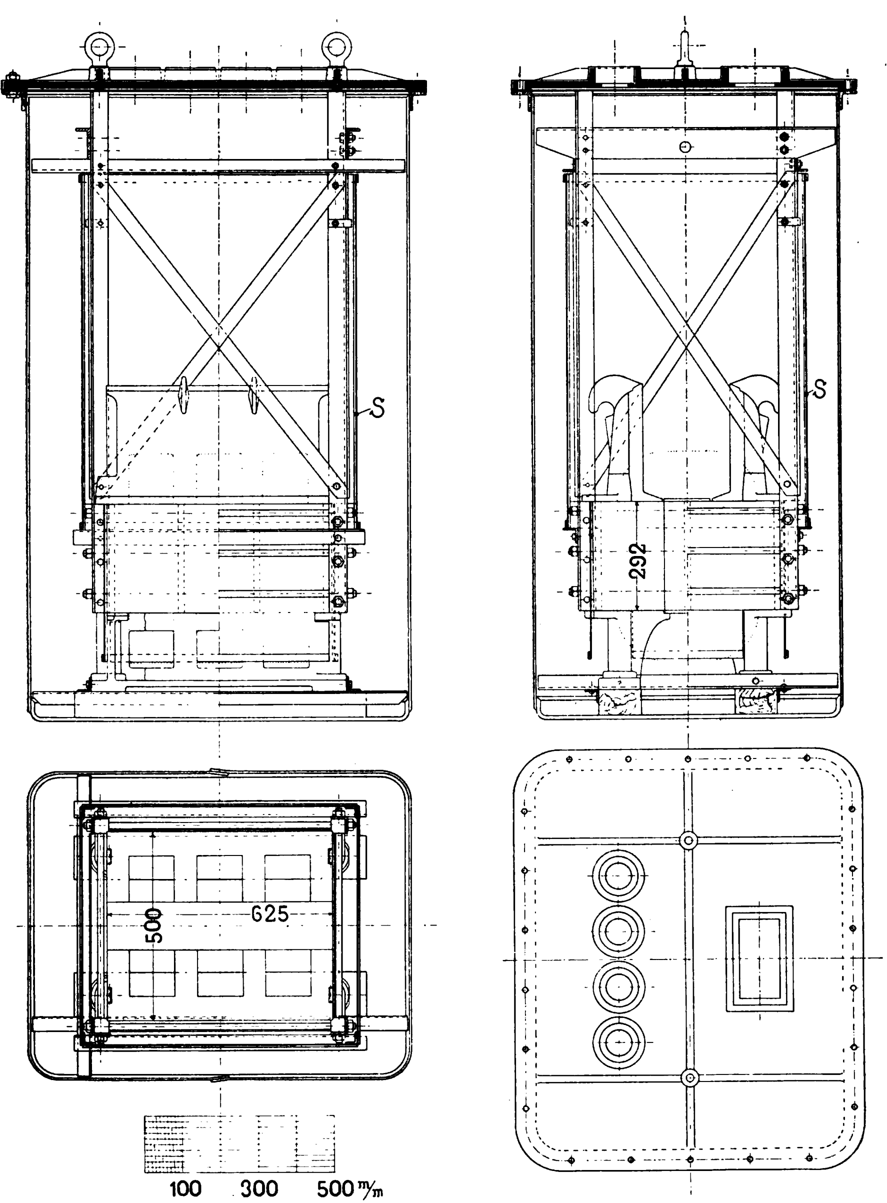


Fig. 219. 60 KVA-Dreiphasentransformator der Siemens-Schuckertwerke. 10000/110 Volt, 50 Perioden.

Die Fig. 220 u. 221 stellen einen Manteltransformator der Firma Ganz & Comp. für elektrolytische Zwecke dar. Zum Aufbau des je eine Spulenseite des Wicklungskörpers umgebenden Eisen-

Digitized by Google

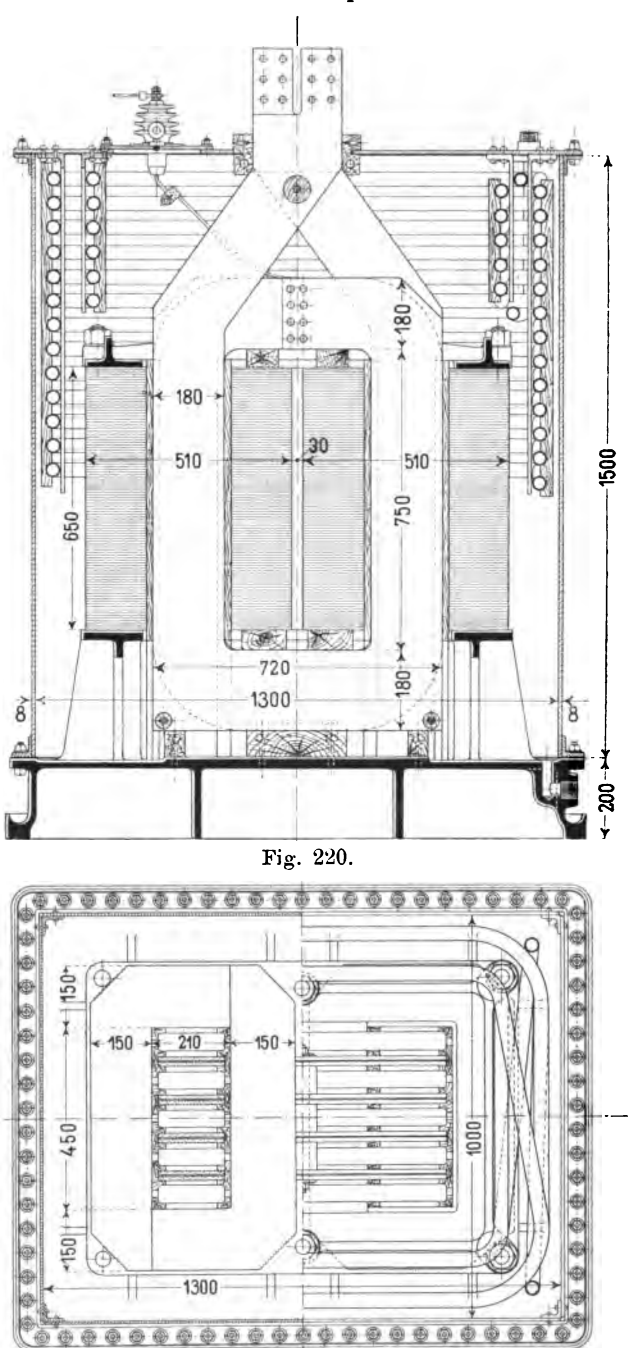


Fig. 220.

Fig. 221.

Fig. 220 und 221. 700 KVA-Einphasentransformator von Ganz & Comp. 14000/50 Volt, 42 Perioden.

Digitized by Google

mantels werden für jede Blechlage 2 ⌊-förmig gestanzte Eisenbleche verwendet. Die Stoßfugen aufeinander folgender Lagen sind versetzt. In das Ölgefäß ist, zum Teil den Transformatorkörper umgebend, eine ca. 70 m lange Kühlschlange eingebaut, welche pro Minute von ca. 30 Liter Wasser durchflossen wird. Das Ölgefäß besitzt einen schmiedeeisernen Mantel; der Anschluß an die Wicklung erfolgt durch das Deckelstück.

Die Hauptdimensionen des Transformators sind die folgenden:

Eisenkörper:

Eisenquerschnitt . . . . $= 2 \times 875$ cm^2
Höhe des Wicklungsraumes . . = 45,0 cm
Breite des Wicklungsraumes . . = 21,0 cm
Gewicht des aktiven Eisens . . = 2460 kg.

Wicklung:

Hochspannung: 550 Windungen in 5 Spulen zu je 110 Windungen.

Flachkupferdimensionen (nackt) $= 2 \times 14$ mm^2.

Die Isolierung erfolgt durch 2 Lagen Bandumwicklung.

Niederspannung: 2 Windungen total; 4 Spulen zu je 2 Windungen parallel.

Flachkupferdimensionen (nackt) $= 10 \times 180$ mm^2
Gewicht des aktiven Kupfers = 790 kg.

Temperaturerhöhung des Öles bei Volllast und normaler Wasserkühlung . . . . = 41^0 C.
Wirkungsgrad . . . . = ca. $98{,}4^0$ C.

Weitere Angaben siehe Haupttabelle im Anhang No. 13.

Digitized by Google

Dreizehntes Kapitel.

Berechnung des Transformators.

51. Allgemeines über die Berechnung eines Transformators. — 52. Berechnung von Lichttransformatoren. — 53. Berechnung von Krafttransformatoren.

51. Allgemeines über die Berechnung eines Transformators.

Der Entwurf eines Transformators ist nicht so einfach als es auf den ersten Blick erscheinen mag, denn weil der Transformator keine beweglichen Teile besitzt, so ist uns bei der Festsetzung der Abmessungen viel mehr Spielraum gelassen als bei den Maschinen, und es bedarf daher, wenn nicht planmäßig vorgegangen wird, zeitraubender und umständlicher Rechnungen, um die für die gegebenen Verhältnisse günstigsten Abmessungen eines Transformators zu finden.

Die Anforderungen, die an einen guten Transformator gestellt werden, sind folgende:

1. möglichst geringe Materialkosten,
2. möglichst geringe Herstellungskosten,
3. Temperaturerhöhung innerhalb der zulässigen Grenze,
4. geringe magnetische Streuung,
5. hoher Wirkungsgrad,
6. hohe Betriebsicherheit.

Diese Bedingungen widersprechen sich zum Teil. Geringe Kosten erreichen wir z. B. durch hohe Beanspruchung des Materials. Der Erhöhung der Beanspruchung wird aber durch die Temperaturerhöhung und das Fallen des Wirkungsgrades eine Grenze gesetzt.

Es ist somit nicht möglich, alle Bedingungen in gleichem Maße zu berücksichtigen und, je nach der Betriebsart, für welche der Transformator bestimmt ist, werden die einen oder die anderen Anforderungen mehr ins Gewicht fallen.

Digitized by Google

Wir können von vornherein zwei wesentlich verschiedene Betriebsarten unterscheiden, und zwar dauernden Betrieb und aussetzenden Betrieb.

Zu der ersten Art gehört der Lichtbetrieb; hier sind die Transformatoren dauernd an das Netz angeschlossen. Den größten Teil des Tages ist das Kupfer nur wenig belastet, dagegen wird das Eisen dauernd gleichmäßig beansprucht. Für die Wirtschaftlichkeit des Betriebes ist es bei solchen Transformatoren von Bedeutung, wie die Verluste auf das Eisen und das Kupfer verteilt werden; man wird die Kupferverluste, die nur wenige Stunden während des Tages in voller Größe auftreten, verhältnismäßig groß und die Eisenverluste möglichst klein machen. Im nachfolgenden bezeichnen wir Transformatoren für Dauerbetrieb und geringer durchschnittlicher Belastung als Lichttransformatoren und legen der Berechnung einen bestimmten prozentualen Eisenverlust zu Grunde, wie er erfahrungsgemäß für Lichttransformatoren mit Rücksicht auf die Wirtschaftlichkeit des Betriebes und die Kosten des Transformators gewählt wird.

Transformatoren für aussetzenden Betrieb, die nur während eines Teils des Tages unter Spannung stehen, oder Transformatoren, die während des größten Teils der Betriebszeit voll oder nahezu voll belastet sind, bezeichnen wir als Krafttransformatoren, weil diese Belastungsart gewöhnlich bei Betrieb von Motoren vorhanden ist. Bei diesen Transformatoren wird auf geringe Herstellungskosten das größte Gewicht gelegt und die Vorausberechnung stützt sich auf das Preisverhältnis für das aufzuwendende Eisen und Kupfer.

Bei der Vorausberechnung eines Transformators müssen wir naturgemäß von der Leistung und zwar von der scheinbaren Leistung des Transformators ausgehen. Es ist bei sinusförmiger Spannungskurve die in der Primärwicklung pro Phase induzierte EMK

$$E_p = 4{,}44 \cdot c \cdot w_1 \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \text{ Volt.}$$

Der Phasenstrom ist J_1 und die Phasenzahl m, also die scheinbare Leistung

$$m \cdot E_p \cdot J_1 = 4{,}44 \cdot m \cdot c \cdot w_1 \cdot J_1 \cdot \Phi \cdot 10^{-8} \quad . \quad . \quad . \quad (61)$$

oder

Volt $\times$ Ampere $=$ Konstante $\times$ Periodenzahl $\times$ Amperewindungszahl $\times$ Kraftfluß.

Diese Gleichung für die Leistung eines Transformators gilt allgemein für alle elektromagnetischen Apparate, gleichgültig ob es Gleichstrom- oder Wechselstrommaschinen sind. Sie ist somit die

Digitized by Google

Fundamentalgleichung aller elektromagnetischen Apparate. Aus derselben sieht man, daß die Leistung eines solchen Apparates in Voltampere der Periodenzahl, Amperewindungszahl und dem Kraftflusse direkt proportional ist. Je größer man die Periodenzahl wählt, desto kleiner wird bei gegebener Leistung das Produkt der Amperewindungen und des Kraftflusses. Die Leistung eines elektromagnetischen Apparates hängt bei gegebener Periodenzahl lediglich von dem Produkt aus Amperewindungen und Kraftfluß ab. Bei der Berechnung eines Transformators ist durch Angabe von Leistung in Voltampere, Phasenzahl und Periodenzahl auch das Produkt $J_1 w_1 \cdot \Phi$ gegeben und es bleibt nur noch übrig, das Verhältnis dieser beiden Größen festzulegen, um beide berechnen zu können. Es ist deswegen für die Berechnung eines Transformators von Interesse, das Verhältnis

$$C = \frac{\textbf{Kraftfluß}}{\textbf{Amperewindungen}} = \frac{\Phi}{J_1 w_1} \quad . \quad . \quad . \quad (62)$$

zu kennen. Führt man das Verhältnis C in die obige Gleichung für die Leistung ein und setzt ferner

$$KVA = \frac{m\, E_p\, J_1}{1000},$$

so erhält man die scheinbare Leistung

$$KVA = 4{,}44 \cdot c \cdot m \frac{\Phi^2}{C} \cdot 10^{-11} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (63)$$

und hieraus den Kraftfluß

$$\Phi = \sqrt{\frac{KVA \cdot C \cdot 10^{11}}{4{,}44 \cdot c \cdot m}} = \sqrt{\frac{KVA \cdot C}{44{,}4 \cdot c \cdot m}}\, 10^6 \quad . \quad . \quad (64)$$

Das Verhältnis $C = \dfrac{\Phi}{J_1 \cdot w_1}$ können wir nun durch die Materialbeanspruchungen, d. h. die Induktion B und die Stromdichte s und ferner durch die Gewichte des aktiven Materials ausdrücken.

Bedeute $E_i = \dfrac{G_e}{KVA}$ das Eisengewicht pro KVA und Q den Eisenquerschnitt in cm², welchen wir für die totale mittlere Eisenlänge $m\, L_e$ in cm als konstant annehmen, dann ist

$$\Phi = B \cdot Q = \frac{E_i \cdot KVA \cdot B}{7{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot L_e m} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (65)$$

Sei ferner $K_u = \dfrac{G_k}{KVA}$ das Kupfergewicht pro KVA und L_k in cm der Mittelwert aus der primären und sekundären mittleren

Digitized by Google

Windungslänge, dann ist für eine konstante Stromdichte s im Primär- und Sekundärkupfer

$$K_u \cdot KVA = 2 \cdot m \cdot w_1 \cdot q_1 \cdot L_k \cdot 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{J_1}{s \cdot q_1}$$

und

$$J_1 w_1 = \frac{K_u \cdot KVA \cdot s}{2 \cdot 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot L_k \cdot m} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (66)$$

Setzt man die Werte von Gleichung (65) und (66) in die Gleichung 62 ein, so erhält man als für alle Transformatoren gültige Beziehung

$$C = \frac{2 \cdot 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot m \cdot L_k}{7{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot m \cdot L_e} \cdot \frac{E_i}{K_u} \cdot \frac{B}{s} = 2{,}28 \frac{L_k}{L_e} \cdot \frac{E_i}{K_u} \cdot \frac{B}{100 \cdot s} \quad (67)$$

Wir werden nun im folgenden sehen, wie die für eine bestimmte Transformatorentype maßgebenden Bedingungen, entsprechend bestimmten Eisenverlusten oder einem bestimmten Preisverhältnisse zwischen Kupfer und Eisen, in diesem Verhältnisse zum Ausdrucke gebracht werden können.

Bei einer bestimmten Materialbeanspruchung und Transformatorentype muß zwischen der Leistung und den aktiven Materialgewichten eine durch eine konstante Größe darstellbare Beziehung bestehen.

Gehen wir von der Leistungsgleichung, Gleichung (61), aus und setzen wir in dieselbe die sich aus Gleichung (65) und Gleichung (66) ergebenden Werte für Φ und $J_1 w_1$ ein, so erhalten wir

$$\frac{2 \cdot 10^3 \cdot 8{,}9 \cdot 7{,}8}{4{,}44} = c \cdot B \cdot s \cdot K_u \cdot E_i \cdot \frac{KVA}{L_k \cdot L_e} \quad . \quad . \quad . \quad (68)$$

Für jeden Transformator kann die ideelle Kupferlänge durch

$$L_k = k_1 \cdot \sqrt{Q}$$

und die mittlere Eisenlänge durch

$$L_e = k_2 \cdot \sqrt{\frac{N \cdot (w_1 q_1 + w_2 q_2)}{f_k}}$$

ausgedrückt werden.[1]) k_1 und k_2 sind für eine bestimmte Transformatorentype konstante Größen, die von der Querschnittsform der Leiter und der Höhe des Wicklungsraumes abhängen. Der Kupferfüllfaktor f_k stellt das Verhältnis zwischen dem effektiven Kupferquerschnitt sämtlicher die Fläche ah (siehe Fig. 188) durchdringender Windungen und der Fläche ah dar, also

$$f_k = \frac{N(w_1 q_1 + w_2 q_2)}{ah}.$$

[1]) Bedeutung von N siehe Seite 224.

Digitized by Google

Nach Einführung der Werte von L_k und L_e in Gleichung (68) und Zusammenfassung der konstanten Größen erhalten wir dann

$$\alpha = \left(\frac{B \cdot s \cdot c}{10^6}\right)^{1,5} \cdot \sqrt{K \sqrt{A} \cdot f_k \cdot E_i \cdot K_u} \quad . \quad . \quad . \quad (69)$$

Diese Größe α wird hiernach für jede bestimmte Type eine konstante Größe darstellen. Durch Vergleich des Wertes α, der für die Neuberechnung eines Transformators aus den voraus bestimmten Größen E_i, K_u, B und s berechnet wurde, mit den Werten von α, die für wirtschaftlich günstige und vollkommen arbeitende Transformatoren bestimmt wurden, wird man immer eine Kontrolle für die richtige Wahl der Materialbeanspruchungen und eine Beurteilung der praktischen Ausführungsmöglichkeit bei den zu Grunde gelegten Verhältnissen erhalten können.

52. Berechnung von Lichttransformatoren.

Bei Lichttransformatoren haben wir gewöhnlich als gegeben zu betrachten:

die Leistung in KVA,
die Primär- und Sekundärspannung,
die Periodenzahl c,
die prozentualen Eisenverluste p_e und
den Wirkungsgrad η.

Wir gehen von der Gleichung

$$C = 2{,}28 \cdot \frac{L_k}{L_e} \cdot \frac{E_i}{K_u} \cdot \frac{B}{100 \cdot s}$$

aus. Setzen wir für

$$L_k = k_1 \cdot \sqrt{Q}$$

und für

$$L_e = k_2 \cdot \sqrt{\frac{N(w_1 q_1 + w_2 q_2)}{f_k}} = k_2 \sqrt{\frac{2 N \cdot w_1 \cdot J_1}{s \cdot f_k}}$$

und drücken wir ferner den Eisenquerschnitt Q durch das totale Eisengewicht und den die Fläche ah durchdringenden effektiven Kupferquerschnitt $N \cdot (w_1 q_1 + w_2 q_2)$ durch das totale Kupfergewicht aus [siehe Gleichung (65) und (66)], so ergibt sich

$$C = \frac{1}{\beta} \cdot \left(\frac{E_i}{K_u}\right)^2 \cdot \frac{B \cdot f_k}{s} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (70)$$

β ist hierin eine Konstante, die für die verschiedenen Transformatorentypen die folgenden Werte besitzt:

Kerntypen:	Einphasentransformatoren .	$\beta =$
	ohne Überlappung der Bleche	40 bis 60
	mit Überlappung der Bleche	50 bis 75

Digitized by Google

	Dreiphasentransformatoren	
	ohne Überlappung der Bleche	25 bis 40
	mit Überlappung der Bleche	35 bis 50
Manteltypen:	Einphasentransformatoren .	18 bis 30

Die hier angeführten Grenzwerte beziehen sich auf günstig ausführbare Anordnungen, und zwar entsprechen die unteren Grenzen Transformatorentypen mit verhältnismäßig niederer Kernhöhe und günstigster Raumausnutzung in Bezug auf die Unterbringung des Kupfers. Es kommen daher diese Werte im allgemeinen nur für Transformatoren in Öl bezw. mit einer künstlichen Kühlmethode in Betracht.

Um nun die Größe C unter Zugrundelegung bestimmter prozentualer Kupfer- und Eisenverluste für einen mit dem geringsten Preis herzustellenden Transformator festzulegen, haben wir noch einige Betrachtungen über das Verhältnis von Kupfer- zu Eisengewicht anzustellen.

Die prozentualen Kupferverluste ergeben sich zu

$$p_k = \frac{W_k}{10 \cdot KVA}.$$

Hierin ist für den m-phasigen Transformator

$$W_k = m \cdot \left(\frac{1 + 0{,}004\,T}{5700}\right) \cdot k_r \cdot \left[\frac{l_1 w_1}{q_1} \cdot (s_1 q_1)^2 + \frac{l_2 w_2}{q_2} \cdot (s_2 q_2)^2\right]$$

$$\cong \frac{1{,}16 \cdot 1{,}15 \cdot 10^5}{5700 \cdot 8{,}9} \cdot s^2 \cdot K_u \cdot KVA \cong \mathbf{2{,}6 \cdot s^2 \cdot K_u \cdot KVA}$$

oder

$$\mathbf{s = 1{,}96 \cdot \sqrt{\frac{p_k}{K_u}}} \quad \ldots\ldots\ldots \quad (71)$$

wenn wir eine Temperaturerhöhung von $T = 40^0$ C. zulassen und für die Wirbelstromverluste im Kupfer $15\,\%$ ($k_r = 1{,}15$) und ferner die Stromdichten primär und sekundär, $s_1 = s_2 = s$, gleich annehmen.

Aus den experimentell für verschiedene Induktionen und bei konstanter Periodenzahl erhaltenen Eisenverlusten können wir eine Beziehung ableiten, die uns die Eisenverluste w_e pro 1 kg Eisen als Funktion einer bestimmten Potenz der Induktion B angibt. So erhält man z. B. für das jetzt in Deutschland als Transformatorblech sehr viel verwendete Eisen der Bismarckhütte

$$\text{für } c = 50 \text{ und } \Delta = 0{,}35 \text{ mm } w_e = \frac{10^{-4}}{150} \cdot B^{1{,}65}$$

$$\text{und für } c = 50 \text{ und } \Delta = 0{,}5 \text{ mm } w_e = \frac{10^{-4}}{182} \cdot B^{1{,}7}.$$

Digitized by Google

Die prozentualen Eisenverluste ergeben sich hiernach zu

$$p_e = \frac{W_e}{10 \cdot KVA} = \frac{w_e}{10} \cdot E_i$$

oder

$$\left.\begin{aligned} p_e &= \frac{10^{-5}}{150} \cdot B^{1,65} \cdot E_i \text{ für } \Delta = 0{,}35 \text{ mm} \\ p_e &= \frac{10^{-5}}{182} \cdot B^{1,7} \cdot E_i \text{ für } \Delta = 0{,}5 \text{ mm} \end{aligned}\right\} \quad . \quad . \quad (72)$$

und

also

$$B = \left(15 \cdot 10^6 \cdot \frac{p_e}{E_i}\right)^{\frac{1}{1,65}} \text{ bezw.} = \left(18{,}2 \cdot 10^6 \cdot \frac{p_e}{E_i}\right)^{\frac{1}{1,7}} \quad (73)$$

Die Beziehung

$$\alpha = \left(\frac{B \cdot s \cdot c}{10^6}\right)^{1,5} \cdot \sqrt{KVA \cdot f_k} \cdot E_i \cdot K_u$$

können wir auch in der Form

$$E_i \cdot K_u \cdot (B \cdot s)^{1,5} = \frac{\alpha \cdot 10^9}{c^{1,5} \sqrt{KVA \cdot f_k}} = \text{konst.}$$

schreiben. Setzen wir hierin die sich aus (73) und (71) ergebenden Werte für B und s ein, so erhalten wir unter der Annahme, daß p_e und p_k gegebene Größen sind,

$$\boldsymbol{K_u \cdot E_i^{0,36} = \text{konst.},} \text{ für } \Delta = 0{,}35 \text{ mm.}$$

$$\text{bezw. } \boldsymbol{K_u \cdot E_i^{0,46} = \text{konst.},} \text{ für } \Delta = 0{,}5 \text{ mm.}$$

Bezeichnet jetzt M_k den Preis von 1 kg Kupfer einschließlich der Isolation und der Bearbeitung und M_e den Preis von 1 kg Eisen einschließlich der Bearbeitung, dann sind die Kosten eines Transformators gleich

$$E_i \cdot KVA \cdot M_e + K_u \cdot KVA \cdot M_k.$$

Sollen diese ein Minimum sein, also

$$E_i \cdot KVA \cdot M_e + K_u \cdot KVA \cdot M_k = \text{Minimum},$$

so wird, wenn wir das Eisengewicht durch das Kupfergewicht nach der Beziehung

$$K_u \cdot E_i^{0,36} = \text{konst., bezw. } K_u \cdot E_i^{0,46} = \text{konst.}$$

ausdrücken und das Minimum differenzieren

$$\frac{M_k}{M_e} - \frac{1}{0{,}36} \cdot \frac{E_i}{K_u} = 0 \quad \text{bezw.} \quad \frac{M_k}{M_e} - \frac{1}{0{,}46} \cdot \frac{E_i}{K_u} = 0$$

Digitized by Google

$$\left.\begin{array}{ll}\text{und} & \dfrac{E_i}{K_u} = 0{,}36 \cdot \dfrac{M_k}{M_e} \text{ für } \Delta = 0{,}35 \text{ mm} \\ \text{bezw.} & \dfrac{E_i}{K_u} = 0{,}46 \cdot \dfrac{M_k}{M_e} \text{ für } \Delta = 0{,}5 \text{ mm.}\end{array}\right\} \quad . \quad . \quad (74)$$

Bei der Berechnung eines Lichttransformators nach der Kerntype werden wir daher folgendermaßen vorgehen. Wir wählen bei gegebenen prozentualen Eisenverlusten die Induktion B oder die Eisenverluste w_e pro 1 kg Eisen und erhalten

$$E_i = \frac{10 \cdot p_e}{w_e} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (75)$$

Das Kupfergewicht pro KVA ergibt sich aus dem dem Preisminimum entsprechenden Verhältnisse $\frac{E_i}{K_u}$ nach Gl. (72) zu

$$K_u = \frac{E_i}{0{,}36\left(\dfrac{M_k}{M_e}\right)} \text{ bezw. } K_u = \frac{E_i}{0{,}46\left(\dfrac{M_k}{M_e}\right)} \quad . \quad . \quad (76)$$

aus welchem wir ferner die Stromdichte

$$s = 1{,}96 \cdot \sqrt{\frac{p_k}{K_u}}$$

erhalten.

Hierdurch sind sämtliche in Gl. (70) enthaltenen Größen festgelegt und wir haben nur noch einige Grenzwerte für die Wahl der Induktion B und des Füllfaktors f_k einzufügen.

Die Annahme von B richtet sich bei Lichttransformatoren im wesentlichen nach der Größe der zugelassenen Eisenverluste, der Periodenzahl c und der Art der Kühlung des Transformators. Die Type spielt hierin fast gar keine Rolle. Bei luftgekühlten Transformatoren mittlerer Leistungen (d. h. ca. 10 bis 60 KVA) und Periodenzahlen zwischen 40 und 60, bewegt sich die Induktion zwischen 4500 bis 7000. Bei größeren Transformatoren wird sich mit Rücksicht auf eine günstigere Materialausnutzung eine besondere Kühlanordnung empfehlen. In diesem Falle kann man, wenn die Verluste dies zulassen, mit B bis ca. 9000 gehen. Die Verwendung von Blech mit $\Delta = 0{,}35$ mm ist in diesem Falle immer zu empfehlen. Bei niedrigeren Periodenzahlen kann man mit B höher gehen, jedoch soll sich auch hier der Wattverlust pro 1 kg Eisen innerhalb

$$w_e = 1{,}25 \text{ bis } 2{,}0 \text{ Watt/kg}$$

bewegen.


Digitized by Google

Was den **Füllfaktor** $f_k = \frac{N \cdot (w_1 q_1 + w_2 q_2)}{a h}$ anbetrifft, so hängt dieser in erster Linie von der Höhe der Transformatorspannung, der Art der Isolierung und des verwendeten Isoliermaterials ab. Je nachdem die totalen Windungen pro Phase auf zwei oder nur einem Kern untergebracht sind, ist $N = 1$ bezw. 2, so daß für zweisäulige **Einphasentransformatoren**

$$f_k = \frac{w_1 q_1 + w_2 q_2}{a h}$$

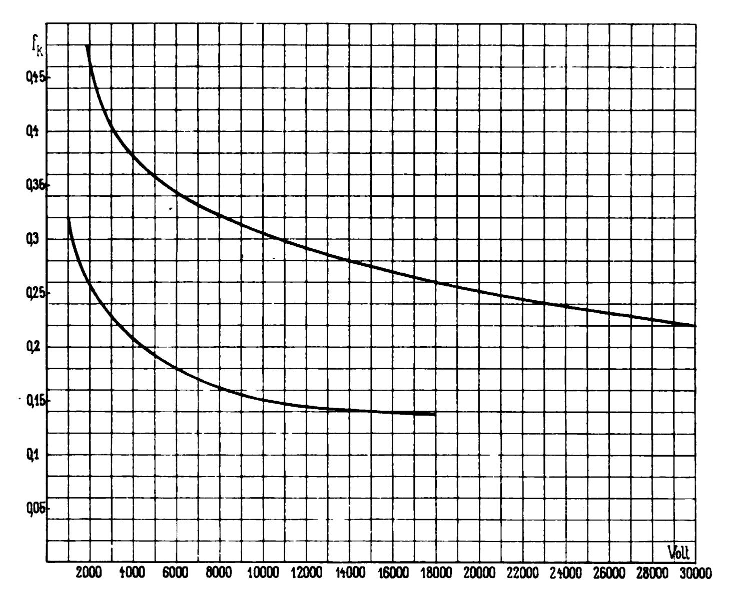


Fig. 222. Kupferfüllfaktor als Funktion der Spannung.

und für normale **Mehrphasentransformatoren**

$$f_k = \frac{2 (w_1 q_1 + w_2 q_2)}{a h}$$

ist. Für normale Isolationsmaterialien sind die Werte des Kupferfüllfaktors als Funktion der Spannung in Fig. 222 aufgetragen. Je nach der Güte des Isolationsmaterials, der Aufstellung des Transformators in Luft oder Öl nähert sich der Wert f_k der oberen oder der unteren Kurve. Die oberen Grenzwerte können wohl kaum bei den zurzeit gebräuchlichen Isolationsmaterialien überschritten werden.

Sind nun für die Größen B, s, f_k, E_i und K_u entsprechende Werte gefunden, dann hat man vor der Weiterrechnung noch eine

Digitized by Google

Kontrolle anzustellen, ob auch die eingeführten Werte zu praktisch ausführbaren und wirtschaftlichen Transformatoren führen.

Diese Kontrolle liefert uns die Nachrechnung des Wertes

$$\alpha = \left(\frac{B \cdot s \cdot c}{10^6}\right)^{1,5} \cdot \sqrt{KVA \cdot f_k} \cdot E_i \cdot K_u .$$

Für die Konstante α erhält man bei normalen und wirtschaftlich günstig ausgeführten Transformatoren die nachfolgenden Werte:

		$\alpha =$
Kerntypen:	Einphasentransformatoren	
	ohne Überlappung der Bleche .	23 bis 30
	mit „ „ „ .	28 bis 35
	Mehrphasentransformatoren	
	ohne Überlappung der Bleche .	35 bis 42
	mit „ „ „ .	40 bis 48
Manteltypen:	Einphasentransformatoren . . .	22 bis 28.

Sind die nach der Formel 69 erhaltenen Werte größer als die angegebenen Grenzwerte, dann kann man mit der Induktion B höher gehen. Die unteren Grenzen entsprechen Materialbeanspruchungen, welche bei den zurzeit üblichen Isolations- und Leitungsmaterialien wohl kaum unterschritten werden können. Beim Vergleich verschiedener Transformatorentypen untereinander bietet ferner die Konstante α sehr gute Anhaltspunkte, um die Ausnutzung des aktiven Materials beurteilen zu können.

Ist nun nach dem Vorausgehenden ein passender Wert für C gefunden, dann geht man zunächst zur Berechnung des Eisenkörpers über.

Wir erhielten für den Kraftfluß:

$$\Phi = \sqrt{\frac{KVA \cdot C}{44,4 \cdot c \cdot m}} \cdot 10^6 .$$

Der Kernquerschnitt Q ergibt sich nach entsprechender Wahl des Eisenverlustes w_e pro 1 kg Eisen bezw. der maximalen Induktion B gleich

$$Q = \frac{\Phi}{B} \quad \ldots \ldots \ldots \quad (77)$$

Bei Einphasentransformatoren und Dreiphasentransformatoren mit in einer Ebene liegenden Kernen ist

$$\Phi_{max} = \Phi$$

und für Dreiphasentransformatoren mit magnetischer Verkettung des Kraftflusses (s. Fig. 66) ist

Digitized by Google

$$\Phi_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \Phi.$$

Mit Rücksicht auf eine vorteilhafte Abkühlung des Kernes setzt man bei Kerntransformatoren den Kernquerschnitt aus ver schieden breiten Blechpaketen zusammen, wie dies in Fig. 223 für einige Fälle dargestellt ist. Die günstigste Ausnutzung des Querschnittes bei guter Abkühlung erhält man folgendermaßen.[1])

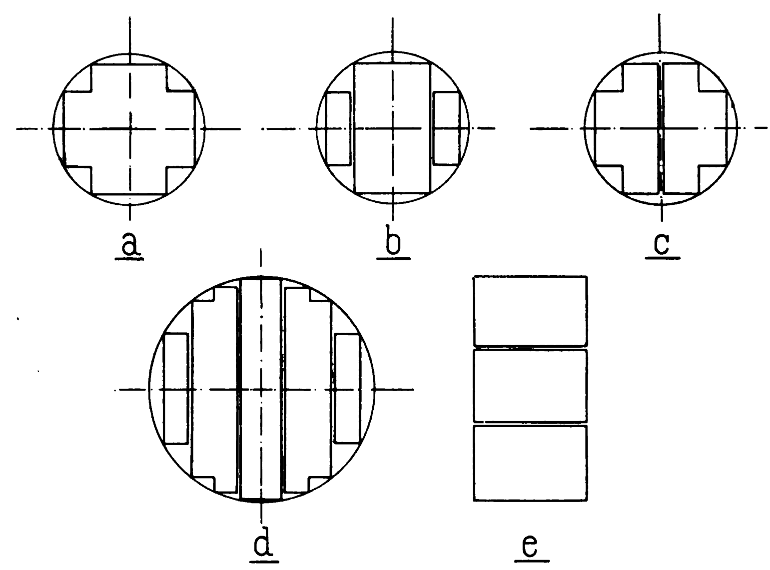


Fig. 223. Verschiedene Kernquerschnittsformen.

Für Fig. 224 ist der Querschnitt

$$\frac{Q}{k_2} = 4\,(2\,ab - a^2) = d^2 \cdot (2 \sin\alpha \ \cos\alpha - \sin^2\alpha)$$

und

$$\frac{d\left(\frac{Q}{k_2}\right)}{d\alpha} = d^2 \cdot (2 \cos 2\alpha - 2 \sin\alpha \ \cos\alpha) = d^2\,(2 \cos 2\alpha - \sin 2\alpha) = 0\,,$$

also

$$\operatorname{tg} 2\alpha = 2 \quad \text{und} \quad \alpha = 31^0\,{}^3/_4{}'.$$

Hiernach wird

$$a = \frac{d}{2} \cdot 0{,}526 = 0{,}263\,d\,,$$

[1]) s. Routin, Ecl. él. 1900. S. 240.

Digitized by Google

$$b = \frac{d}{2} \cdot 0{,}85 = 0{,}425\, d$$

und

$$\frac{Q}{k_2} = 0{,}618\, d^2.$$

Den größten Füllfaktor erhält man dann gleich

$$f_e = \frac{Q}{\frac{\pi}{4} d^2} = \frac{0{,}618 \cdot k_2}{\frac{\pi}{4}} \cong \mathbf{0{,}7.}$$

Für jede Querschnittsform kann hiernach ein bestimmter Eisenfüllfaktor abgeleitet werden. Die Querschnittsform (Fig. 223 a) ist sehr zweckmäßig zu verwenden, da sie nur zwei verschiedene Kernblechbreiten benötigt. In Fig. 223 b ist dieselbe kreuzförmige Querschnittsform mit Luftschlitzen versehen; der Füllfaktor liegt für diese Form zwischen

$$f_e = 0{,}67 \text{ bis } 0{,}65.$$

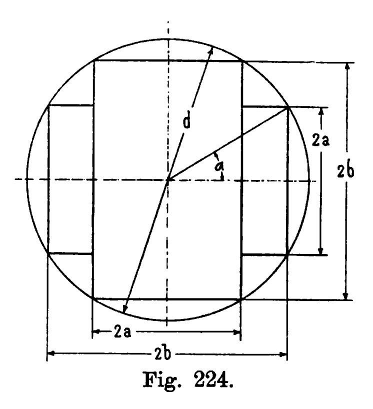


Fig. 224.

Ist die Querschnittsform bezw. der Eisenfüllfaktor f_e angenommen, dann bestimmt sich der Durchmesser des der Querschnittsfigur umschriebenen Kreises zu

$$d = \sqrt{\frac{Q}{f_e \cdot \frac{\pi}{4}}} \quad . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \quad (78)$$

Für praktische Berechnungen einer ganzen Reihe von Transformatoren empfiehlt es sich, statt mit f_e zu rechnen, ein für allemal bei Zugrundelegung einer bestimmten Querschnittsform die Abhängigkeit zwischen d und Q graphisch aufzutragen. In Fig. 225 ist diese Abhängigkeit für eine kreuzförmige Querschnittsform dargestellt.

Mehrere Packete verschiedener Blechbreite (Fig. 223 d) ordnet man nur bei größeren Kernquerschnitten an. Quadratische Querschnitte findet man mitunter bei ganz kleinen Transformatoren; rechteckige Kerne mit einem Seitenverhältnisse von ungefähr 1 : 2 (siehe Fig. 223 e) eignen sich für große Typen, weil dadurch eine Vergrößerung der Abkühlflächen erreicht wird.

Digitized by Google

Eine Kontrolle über die richtige Anordnung der Kernoberfläche und der Luftschlitze erhält man durch Nachrechnung der spezifischen Abkühlfläche des Kernes.

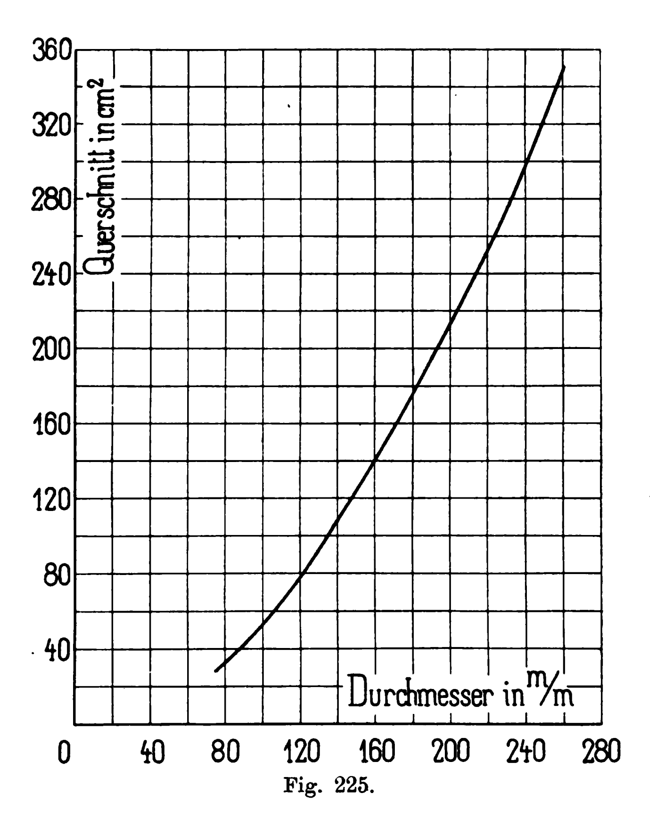


Fig. 225.

Ist U_e in cm der wärmeabführende Kernumfang, welcher sich aus dem äußeren Umfange der Querschnittsfigur und der einseitigen Breite der Luftkanäle ergibt, so ist die spezifische Abkühlfläche gleich

$$\frac{U_e h}{7{,}8 \cdot Q \cdot h \cdot 10^{-3} \cdot w_e} = \frac{128 \cdot U_e}{Q \cdot w_e} \frac{\text{cm}^2}{\text{Watt}} \quad . \quad . \quad . \quad (79)$$

Für Transformatoren mit Luftkühlung soll

$$\frac{128 \cdot U_e}{Q \cdot w_e} \geqq 13 \text{ bis } 15 \frac{\text{cm}^2}{\text{Watt}}$$

und für Transformatoren mit mechanischen Kühlanordnungen

$$\frac{128\, U_e}{Q_e \cdot w_e} \geqq 8 \text{ bis } 10 \frac{\text{cm}^2}{\text{Watt}}.$$

Digitized by Google

Die Höhe h eines Kerntransformators, also auch die Wicklungshöhe, hängt nebst dem für Isolation verbrauchten Raum nur von der zulässigen Erwärmung der Wicklung ab. Maßgebend hierfür ist die Amperewindungszahl pro 1 cm Kernhöhe. Sie ist für Einphasentransformatoren mit zwei bewickelten Kernen gleich

$$AS = \frac{w_1 J_1 + w_2 J_2}{2h} \cong \frac{w_1 J_1}{h}$$

und für Mehrphasentransformatoren, bei denen w_1 und w_2 die Windungen pro Phase darstellen, die auf einem Kerne aufzubringen sind gleich

$$AS = \frac{w_1 J_1 + w_2 J_2}{h} \cong \frac{2 w_1 J_1}{h}$$

Die Amperewindungen pro Phase ergeben sich zu

$$J_1 w_1 = \frac{\Phi}{C}.$$

Die Kupferverluste pro Phase sind

$$W_{ks} = k_r \cdot \frac{1 + 0{,}004 \cdot T}{5700} \cdot \left(w_1 \frac{l_1}{q_1} s_1^2 \cdot q_1^2 + w_2 \frac{l_2}{q_2} \cdot s_2^2 q_2^2 \right)$$

$$\cong 2{,}42 \cdot 10^{-4} \cdot AS \cdot s \cdot l \cdot h,$$

wenn wir $k_r = 1{,}15$ und $T \cong 50^0$ C einführen. Setzen wir ferner die mittlere Windungslänge einer Spule

$$l = 4 \text{ bis } 5 \sqrt{\frac{Q}{f_e}}$$

und nehmen wir ferner an, daß der ganze Wärmeaustausch zwischen dem Kupfer und der umgebenden Luft bezw. dem Öle nur durch die äußere Mantelfläche $h \cdot l_a$ erfolgt, wobei

$$l_a = 5 \text{ bis } 7 \sqrt{\frac{Q}{f_e}},$$

so erhalten wir die spezifische Abkühlfläche der Spulen gleich

$$\frac{\text{äußere Mantelfläche}}{W_{ks}} = \frac{(5 \text{ bis } 7) \cdot \sqrt{\frac{Q}{f_e}} \cdot h}{2{,}42 \cdot 10^{-4} \cdot AS \cdot s \cdot (4 \text{ bis } 5) \sqrt{\frac{Q}{f_e}} \cdot h}$$

$$= \frac{\mathbf{6000 \text{ bis } 7000}}{\boldsymbol{AS \cdot s}} \quad \ldots \ldots \quad (80)$$

Digitized by Google

Damit die Temperaturerhöhung des Kupfers ca. 50° C. nicht überschreitet, muß bei natürlicher Luftkühlung und Transformatoren mittlerer Leistung

$$\frac{6000 \text{ bis } 7000}{AS \cdot s} \geqq 25 \text{ bis } 30 \frac{\text{cm}^2}{\text{Watt}}$$

sein, dies ergibt für die Amperewindungen pro 1 cm Kernhöhe

$$AS = 150 \text{ bis } 230.$$

Bei in Öl stehenden Transformatoren kann man mit AS wesentlich höher gehen, es kann hier

$$\frac{6000 \text{ bis } 7000}{AS \cdot s} \geqq 20 \text{ bis } 25 \frac{\text{cm}^2}{\text{Watt}}$$

bezw.

$$AS = 220 \text{ bis } 300$$

betragen.

Bei Transformatoren mit künstlicher Luftkühlung oder bei in Öl stehenden Transformatoren mit Wasserzirkulation ist

$$\frac{6000 \text{ bis } 7000}{AS \cdot s} \geqq 8 \text{ bis } 15 \frac{\text{cm}^2}{\text{Watt}}$$

bezw.

$$AS = 300 \text{ bis } 400$$

anzunehmen.

Bei Transformatoren für Leistungen unter 10 bis 15 KVA oder Transformatoren für niedere Periodenzahlen ist man wegen der ungünstigen Abkühlungsverhältnisse gezwungen, AS möglichst nieder zu wählen. Die Tabelle über ausgeführte Transformatoren im Anhang enthält die Werte AS und s für die verschiedensten Typen. Es ist aus ihr ersichtlich, daß AS für kleine Transformatoren sich etwa zwischen den Grenzen 160 und 220 bewegt.

Die gemachten Angaben sind auch für Krafttransformatoren gültig, denn die oberen Grenzwerte von AS hängen nur von der Kühlmethode ab. Die nachfolgende Tabelle gibt einige Anhaltspunkte über die oberen Grenzwerte von AS und $AS \cdot s$ bei großen Transformatoren.

Um die Dimensionierung des Eisenkörpers zu vervollständigen, haben wir noch die freie Wicklungsbreite a zu bestimmen. Diese ist hauptsächlichst von der Art der Isolierung und der Wicklungshöhe abhängig. Den Kupferfüllfaktor definierten wir als Verhältnis (siehe Fig. 222)

$$f_k = \frac{(w_1 q_1 + w_2 q_2) \cdot 10^{-2}}{ah} \cong \frac{2 \cdot J_1 w_1}{100 \cdot s \cdot h \cdot a},$$

wenn die Windungen pro Phase auf zwei Kernen verteilt sind

Digitized by Google

Leistung in KVA	AS	s_1/s_2	$AS \cdot s$	Kühlmethode	Firma
150	330	1,59/1,8	561	in Öl mit Wasserzirkulation	Mfbr. Örlikon
160	347	1,33/1,08	427	in Öl	Brown, Boveri & Comp.
200	314	1,0/1,0	314	in Luft	Alioth
600	350	1,5/1,4	510	in Öl mit Wasserzirkulation	Brown, Boveri & Comp.
600	551	1,71/1,56	900	in Öl mit Wasserzirkulation	Brown, Bovori & Comp.
1000	352	1,425/1,35	491	in Öl mit Wärmeabsaugvorrichtung	Mfbr. Örlikon
1400	620	1,85/1,41	1010	in Öl mit Wasserzirkulation	Brown, Boveri & Comp.

bezw.
$$f_k = \frac{2(w_1 q_1 + w_2 q_2) \cdot 10^{-2}}{a h} \cong \frac{4 \cdot J_1 w_1}{100 \cdot s \cdot h \cdot a},$$
wenn die Windungen pro Phase auf je einen Kern aufgebracht sind. Hieraus ergibt sich in cm
$$a = \frac{2 \cdot J_1 w_1}{100 \cdot s \cdot h \cdot f_k}, \text{ bezw. } a = \frac{4 \cdot J_1 w_1}{100 \cdot s \cdot h \cdot f_k}.$$

Es erübrigt noch, die Jochdimensionen festzulegen. Der Kraftfluß im Joch ist bei Einphasenkerntransformatoren
$$\Phi_j = \Phi.$$

Bei Dreiphasenkerntransformatoren mit in einer Ebene angeordneten Kernen (nach Fig. 150 bis 152) ist ebenfalls $\Phi_j = \Phi$. Bei Transformatoren mit ringförmigem oder scheibenförmigem Joch (Fig. 153) ist
$$\Phi_j = \frac{1}{\sqrt{3}} \Phi$$
und für Transformatoren mit elektromagnetischer Verkettung (Fig. 67) ist für jede Kernhälfte und für das Joch der maximale Kraftfluß
$$\Phi_j = \frac{1}{\sqrt{3}} \Phi.$$

Hieraus findet sich der Jochquerschnitt
$$Q_j = \frac{\Phi_j}{B_j}.$$

Um bei gegebenem Eisenvolumen und Kraftfluß die kleinsten Eisenverluste zu erhalten, hat man die Induktion entlang des mag-

Digitized by Google

netischen Kreises konstant zu machen. Wir haben somit die Induktion im Joche gleich derjenigen im Kerne zu wählen. Nur in ganz besonderen Fällen wird man von dieser Regel abweichen, und zwar, wenn es sich darum handelt, möglichst kleine Windungslängen zu erhalten. Die erhöhten Verluste in den Kernen müssen dann durch verminderte Verluste in den Jochen ausgeglichen werden. Bei Lichttransformatoren kommt jedoch dieser Fall gar nicht in Betracht.

Die Querschnittsform des Joches wird immer rechteckig gemacht, wobei die Breite desselben stets gleich der Kernbreite angenommen wird. Die im Kerne angeordneten Luftschlitze setzen sich naturgemäß im Joche fort.

Nach entgültiger Festlegung aller Eisendimensionen können Kern- und Jochgewichte und ebenso die Verluste in den Kernen und Jochen bestimmt werden. Hierbei kann man sich davon überzeugen, ob die eingangs der Berechnung gemachten Annahmen bezüglich der Einhaltung bestimmter Eisenverluste zutreffen.

Bei der Berechnung der Wicklung gehen wir wieder vom Kraftflusse Φ und dem Verhältnisse C aus, aus welchen Größen wir direkt die Windungszahlen pro Phase

$$w_1 = \frac{\Phi}{J_1 C} \text{ und } w_2 = w_1 \frac{E_2}{E_1}$$

erhalten Diese sind nun entsprechend der gewählten Type und Wicklungsanordnung auf den Kernen aufzubringen.

Die Stromdichten s erhielten wir bereits nach der Formel (71). Um bei gegebenem Materialaufwande das Minimum der Kupferverluste zu erhalten, sind die Stromdichten im Primär- und Sekundärkupfer gleich anzunehmen. In vielen Fällen weicht man jedoch von dieser Regel ab und wählt für das Primär- und Sekundärkupfer etwas verschiedene Stromdichten. Bei Zylinderwicklungen besitzt die gewöhnlich innen liegende Niederspannungswicklung die ungünstigeren Abkühlungsverhältnisse und außerdem wird durch die Wirbelströme, die wegen der größeren Querschnitte hauptsächlich im Niederspannungskupfer auftreten, die Erwärmung vergrößert; man wählt daher in solchen Fällen die Stromdichte der Niederspannungswicklung häufig kleiner als in der Hochspannungswicklung, so daß der berechnete Wert gerade in der Mitte zwischen beiden liegt.

Die Querschnitte ergeben sich aus den Stromdichten und Strömen zu

$$q_1 = \frac{J_1}{s_1} \text{ und } q_2 = \frac{J_2}{s_2} \text{ mm}^2.$$

Digitized by Google

Über die Wahl der Querschnittsform und der Unterteilung der Windungen in Spulen oder Abteilungen ist das in Kapitel X Behandelte zu berücksichtigen. Ist die Anzahl der Primärspulen pro Phase z_1, diejenige der Sekundärspulen z_2, so wird die maximale Spannung zwischen zwei benachbart liegenden Spulen gleich

$$\frac{E_1}{z_1} \text{ bezw. } \frac{E_2}{z_2}.$$

Die maximale Spannung zwischen zwei benachbart liegenden Windungen einer Spule ist gleich

$$\frac{2 \cdot E_1}{w_1} \times \text{Windungen pro Lage bezw.} \frac{2\,E_2}{w_2} \times \text{Windungen pro Lage}$$

und soll bei normaler Isolation des Drahtes (2 $\times$ Baumwollumspinnung) ca. 100 bis 150 Volt nicht überschreiten.

Die Aufbringung und Unterteilung der Wicklung, ebenso wie die Wahl der Leiterdimensionen hat außer der Rücksichtnahme auf maximale Spannungen zwischen Windungen und Spulen noch unter Berücksichtigung der bereits berechneten Dimensionen des Eisenkörpers zu erfolgen. Bei dieser gegenseitigen Rücksichtnahme werden mitunter noch geringe nachträgliche Änderungen an der Kernhöhe bezw. Achsendistanz der Kerne vorzunehmen sein.

Sind alle konstruktiven Details für die Ausführung und Isolation der Wicklung festgelegt, dann bestimmt man die mittleren Windungslängen l_1 und l_2 und kann hieraus die effektiven Widerstände pro Phase

$$r_1 = k_r \cdot \frac{1 + 0{,}004 \cdot T}{5700} \cdot \frac{l_1\,w_1}{q_1} \text{ bezw. } r_2 = k_r \cdot \frac{1 + 0{,}004\,T}{5700} \cdot \frac{l_2\,w_2}{q_2}$$

und die Kupfergewichte pro Phase

$$G_{k1} = 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot w_1 \cdot l_1 \cdot q_1 \text{ bezw. } G_{k2} = 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot w_2 \cdot l_2 \cdot q_2$$

oder das Gesamtkupfergewicht

$$G_k = m\,(G_{k1} + G_{k2})$$

bestimmen.

Die Berechnung von Transformatoren nach der Manteltype läßt sich ganz genau in derselben Weise durchführen wie bei Kerntypen. Die Induktionen und Kupferbeanspruchungen sind innerhalb der gleichen Grenzen, wie bei Kerntransformatoren angegeben, zu wählen. Für Kupferfüllfaktoren sind die oberen Grenzen der in Fig. 222 angegebenen Werte zu verwenden, so daß für Spannungen zwischen 2000 und 6000 Volt die Füllfaktoren zwischen $f_k = 0{,}46$ und 0,3 und für Spannungen zwischen 5000 und 10000 Volt die Füllfaktoren zwischen $f_k = 0{,}33$ und 0,24 anzunehmen sind.

Digitized by Google

Es ergibt sich der Kernquerschnitt aus dem Kraftflusse

$$\Phi = \sqrt{\frac{KVA \cdot C}{44{,}4 \cdot c \cdot m}} \cdot 10^6$$

zu

$$Q = \frac{\Phi}{B}$$

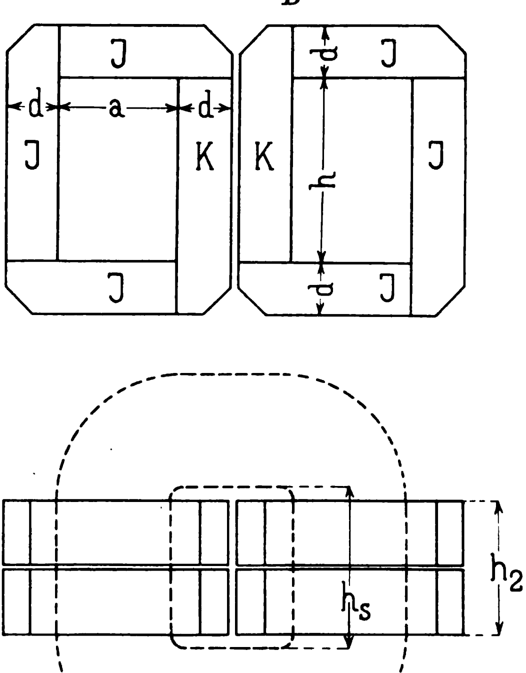


Fig. 226.

und der Jochquerschnitt, wobei wir unter Joch J (Fig. 226) die sich an den Kern anschließenden und die Spulen einhüllenden Teile verstehen wollen, zu

$$Q_j = \frac{\Phi_j}{B_j} \text{ wobei } \Phi_j = \frac{\Phi}{2}$$

ist und für gewöhnlich $B = B_j$ gewählt wird.

Die Kernhöhe ist jedoch in diesem Falle nicht mit Rücksicht auf das Stromvolumen pro cm Kernlänge zu dimensionieren, sondern es sind hierfür mehr oder weniger nur konstruktive Gesichtspunkte maßgebend. Es haben sich deshalb bei den diese Typen bauenden Firmen Abmessungsverhältnisse herausgebildet, die nach praktischen

Digitized by Google

Erfahrungen in Bezug auf Blechschnitt und Montage die geringsten Materialverluste und in Bezug auf Temperaturerhöhung die günstigsten Abkühlungsverhältnisse darstellen. Hiernach ist nach Fig. 226

$$a = 1d \text{ bis } 2d,\ h = 2d \text{ bis } 3{,}6d \text{ und } \frac{h}{a} = 1{,}4 \text{ bis } 2.$$

Sollen die Bleche nach Angaben von Mordey oder Schuckert ganz ohne Abfall gestanzt werden, dann muß

$$a = h \text{ und } h = 2d$$

sein.

Die feste Höhe der Blechschichtung

$$h_2 = \frac{\text{Anzahl Bleche} \times \text{Blechstärke}}{0{,}9} + \text{Luftschlitze}$$
$$= \left[\frac{Q}{2d} \cdot \frac{1}{0{,}9} + \text{Luftschlitze}\right]$$

ist bei den Manteltypen erst nach einigen Überlegungen richtig zu ermitteln. Bei ausgeführten Transformatoren schwankt dieselbe zwischen $h_2 = (2 \text{ bis } 3)\,d$ bei kleinen Typen und zwischen $h_2 = (5 \text{ bis } 8)\,d$ bei großen Typen.

Mit der Höhe, innerhalb welcher die Spulen vom Eisenmantel umgeben sind, wächst die Gefahr, daß sich die eingepackten Kupferteile sehr stark erwärmen, wodurch das Isolationsmaterial gefährdet wird. Wählt man hingegen $2d$ groß im Verhältnis zu h_2, so erhält man einerseits ganz beträchtliche Längen für die Windungen und magnetischen Stromkreise und kann andererseits die Blechdimensionen nur mit erheblichem Blechabfall erhalten. Bei der Ermittlung des Querschnittes wird man daher am zweckmäßigsten $\frac{h_2}{d}$ nach vorhandenen Typen annehmen und die übrigen Eisendimensionen in Übereinstimmung mit den berechneten Wicklungsdimensionen und der gewählten Unterteilung der Wicklung anordnen.

Die Primär- wie auch Sekundärwindungen werden bei dieser Type nach Maßgabe der für eine bestimmte Isolationsanordnung zulässigen maximalen Spannung zwischen den Windungen bzw. Spulen und Rücksichtnahme auf die Streuung in flache Spulen unterteilt (s. Fig. 183, S. 167). Die äußersten an den Jochstücken anliegenden Spulen werden gewöhnlich mit nur der Hälfte der Windungen der übrigen primären bzw. sekundären Spulen ausgestattet. Bei der Bestimmung der mittleren Windungslängen l_1 und l_2 hat man noch zu berücksichtigen, daß für das Einbringen der Bleche genügend Raum vorhanden ist. Für den beiderseitigen, nach dem Zusammenpressen durch Holzkeile auszufüllenden Spielraum hat man je nach

Digitized by Google

der Höhe der Blechschichtung 3 bis 5 cm, bzw. für große Transformatoren 6 bis 9 cm zu rechnen, so daß (Fig. 226)

$$h_s = h_2 + 3 \text{ bis } 5 \text{ cm, bezw. } h_s = h_2 + 6 \text{ bis } 9 \text{ cm}$$

wird.

53. Berechnung von Krafttransformatoren.

Die Krafttransformatoren werden meistens für größere Leistungen gebaut. Da die Kühlfläche eines Transformators pro KW-Leistung bei linearer Vergrößerung desselben abnimmt, so müssen die Verluste eines großen Transformators schon mit Rücksicht auf die Erwärmung prozentual klein sein und der Wirkungsgrad ist immer ein hoher. Bei der Berechnung eines großen Transformators hat man daher hauptsächlich auf eine gute Materialausnutzung und ausreichende Kühlflächen zu achten.

Die im vorhergehenden Abschnitt gemachten Angaben und Formeln gelten auch hier, es ändert sich nur die Beanspruchung von Eisen und Kupfer. Im nachfolgenden werden daher nur diejenigen Angaben gebracht, welche außer den bereits gemachten, für die Berechnung eines Krafttransformators erforderlich sind.

Bei der Berechnung eines derartigen Transformators sind stets gegeben:

die Leistung in KVA,
die Primär- und Sekundärspannung und
die Periodenzahl.

Wir gehen hier wieder von dem Verhältnisse

$$C = 2{,}28 \frac{L_k}{L_e} \cdot \frac{E_i}{K_u} \cdot \frac{B}{100 s}$$

aus. Die die Windungslängen bedingenden Kernquerschnittsformen, die Art der Isolierung und Unterbringung des Kupfers und die Höhe der Kerne wird bei Krafttransformatoren hauptsächlichst nur mit Rücksicht auf die zulässige Erwärmung zu dimensionieren sein. Es wird daher das Verhältnis zwischen L_k und L_e für eine bestimmte Type auch nur ganz unwesentlichen Änderungen unterworfen sein. Fassen wir dann $\frac{L_k}{L_e}$ mit den konstanten Größen zusammen, dann erhält man

$$C = \frac{1}{\gamma} \frac{E_i}{K_u} \frac{B}{s},$$

wo γ eine von der zu wählenden Type abhängende Konstante ist.

Der Totalpreis des Transformators ist

$$K_u \cdot KVA \cdot M_k + E_i \cdot KVA \cdot M_e.$$

Digitized by Google

Dieser wird ein Minimum für den Wert von C, für welchen sich das Eisengewicht zum Kupfergewicht wie der Kupferpreis zum Eisenpreis verhält, also wenn

$$\frac{E_i}{K_u} = \frac{M_k}{M_e}.$$

Für den mit den geringsten Materialkosten herzustellenden Transformator wird somit das Verhältnis

$$C = \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{B}{s} \cdot \frac{M_k}{M_e} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (81)$$

$\frac{M_k}{M_e}$ ist das Preisverhältnis von Kupfer zu Eisen bezogen auf 1 kg Kupfer bezw. Eisen einschließlich der Bearbeitung. Dieses Verhältnis kann an der Hand der Materialpreise und der jeweiligen örtlichen Lohnverhältnisse von jeder Firma leicht aufgestellt werden. Als Anhaltspunkt für die Berechnung sei hier angeführt, daß das Verhältnis $\frac{M_k}{M_e}$ für die normalen Kerntypen zwischen 5 und 3,5 schwankt. Mit zunehmender Größe des Transformators nimmt das Verhältnis ab, so daß für Transformatoren zwischen 10 und 50 KVA $\frac{M_k}{M_e}$ zwischen 4,75 bis 4,25 und für Transformatoren mittlerer bis großer Leistungen $\frac{M_k}{M_e}$ zwischen 4,5 bis 3,5 eingeführt werden kann. Für Manteltransformatoren wird sich dieses Verhältnis etwas nach oben verschieben, da bei diesen Typen infolge der besonderen Einpackung der Spulen die Kupfer- und Isoliermaterialbearbeitung teurer, die Eisenbearbeitung und Montage hingegen billiger werden. Wir wollen hier, solange nicht ausreichendes Material vorliegt, für $\frac{M_k}{M_e} = 5{,}5$ bis 3,75 setzen. Dieses Verhältnis wird natürlich auch davon abhängen, welche Arbeitsmaschinen bei den verschiedenen Bearbeitungsvorgängen des Kupfers bezw. Eisens verwendet werden können und ob für die verschiedenen Herstellungsvorgänge auch ein gut geschultes Arbeitspersonal vorhanden ist.

Für die Konstante γ, welche dem Verhältnisse $\frac{L_k}{L_e}$ proportional ist, ergaben sich durch Nachrechnung verschiedener Krafttransformatoren die nachfolgenden Grenzwerte, die der Berechnung zugrunde gelegt werden können:

		$\gamma =$
Kerntypen:	Einphasentransformatoren	
	ohne Überlappung der Bleche .	100
	mit " " " .	ca. 125

Digitized by Google

Dreiphasentransformatoren

	ohne Überlappung der Bleche .	60 bis 80
	mit „ „ „ .	75 bis 100
Manteltypen:	Einphasentransformatoren	50.

Transformatoren für größere Leistungen und höhere Spannungen werden heutzutage fast allgemein in Öl gesetzt und durch Wasser intensiv gekühlt. Bei niederen Spannungen kann man an Stelle der Ölkühlung auch eine künstliche Luftkühlung (Gebläse) verwenden. Diese Kühlmethoden gestatten durch Regulierung der Wasser- bezw. Luftzufuhr eine ziemlich genaue Einstellung auf eine konstante Temperaturerhöhung je nach den Belastungsverhältnissen; und es kommt daher für die Vorausberechnung eine bestimmte, nicht zu überschreitende Temperaturerhöhung weniger in Betracht. Mit der Eisen- und Kupferbeanspruchung kann man daher sehr hoch gehen, so daß für die maximale Induktion

$$B = 8000 \text{ bis } 13000$$

gesetzt werden kann. Bei guten Blechsorten und niederen Periodenzahlen kann man sogar im Maximum bis 14000 gehen.

Die mittlere Stromdichte s wählt man bei großen Typen mit künstlicher Kühlung zwischen

$$1{,}2 \text{ und } 1{,}8 \ \frac{\text{Amp.}}{\text{mm}^2}.$$

Ist ein passender Wert für das Verhältnis C gefunden, so erfolgt die weitere Berechnung des Transformators ganz genau in der gleichen Weise, wie dies für Lichttransformatoren (s. S. 218 u. f.) angegeben wurde.

Liegt der Transformator endlich in allen seinen Dimensionen vor, so hat man nach Berechnung der Verluste und Kontrolle der spezifischen Abkühlfläche a_T die entsprechenden Anordnungen in Bezug auf die Kühlungsmethode zu treffen (s. Abschnitt 48).

In den Tabellen im Anhang sind die Dimensionen mehrerer Transformatoren der verschiedensten Typen zusammengestellt. Die in der zweiten Kolonne angegebenen Ordnungszahlen beziehen sich auf die Beschreibung des ausgeführten Transformators in Kapitel XII. Die Transformatoren Nr. 14 bis 24 wurden auf Grund möglichst einheitlicher Annahmen für die Isolation und Materialbeanspruchung berechnet; sie sollen einerseits eine Handhabe für die richtige Wahl der Konstanten und Bestimmung des Verhältnisses C bieten, andererseits einen Überblick über die Größe der Gewichte und der Verluste bei den verschiedenen Typen geben.

Digitized by Google

Vierzehntes Kapitel.

Beispiele für die ausführliche Berechnung eines Transformators und Zusammenstellung der Formeln.

54. Berechnung eines 20 KVA-Lichttransformators. — 55. Berechnung eines 600 KVA-Krafttransformators. — 56. Zusammenstellung der Formeln für die Berechnung eines Transformators.

54. Berechnung eines 20 KVA-Lichttransformators.

Es ist ein Transformator für Beleuchtungszwecke von 20 KVA $c = 50$ und einem Übersetzungsverhältnisse von $u = 4000/120$ Volt zu berechnen.

Die Eisenverluste sollen $1^0/_0$ und der Wirkungsgrad annähernd $97{,}5^0/_0$ betragen.

A. Ausführung als Kerntype ohne Überlappung.

Wir nehmen zunächst die Induktion $B = 5500$ an, wodurch sich aus der Verlustkurve (Fig. 59) für eine Blechdicke von $\Delta = 0{,}35$ mm und $c = 50$

$$w_e = 1{,}0 \text{ Watt pro kg}$$

ergibt. Nun soll

$$p_e = 1^0/_0 = \frac{w_e}{10} \cdot E_i$$

betragen; es ist somit

$$E_i = \frac{p_e \cdot 10}{w_e} = 10 \text{ kg.}$$

Dem Preisminimum entspricht nach S. 223 ein Verhältnis

$$\frac{E_i}{K_u} = 0{,}36 \cdot \frac{M_k}{M_e} \simeq 1{,}08,$$

wenn wir für $\frac{M_k}{M_e} = 3$ einsetzen. Das Kupfergewicht pro KVA ist sonach

Digitized by Google

$$K_u = \frac{E_i}{\left(\frac{E_i}{K_u}\right)} = \frac{10}{1,08} = \mathbf{9,25\ kg}$$

und da

$$p_k = 2,5 - 1 = 1,5\,\%$$

sein soll, wird die mittlere Stromdichte

$$s = 1,96 \cdot \sqrt{\frac{p_k}{K_u}} = 1,96\sqrt{\frac{1,5}{9,25}} = \mathbf{0,79.}$$

Nach Einführung dieser die Verluste bestimmenden Werte ergibt sich

$$C = \frac{1}{\beta} \cdot \left(\frac{E_i}{K_u}\right)^2 \cdot \frac{B \cdot f_k}{s} = \frac{1}{48} \cdot (1,08)^2 \cdot \frac{5500 \cdot 0,33}{0,79} = \mathbf{56,}$$

wenn wir nach S. 220 für $\beta = 48$ und nach Fig. 222 für $f_k = 0,33$ einsetzen.

Bevor wir jetzt weiterrechnen, haben wir eine Kontrolle über die richtige Wahl der bisher eingeführten Größen vorzunehmen, welche uns die Konstante α liefert. Diese soll für Kerntypen ohne Überlappung der Bleche zwischen 23 und 30 liegen.

In unserem Falle ist

$$\alpha = \left(\frac{B \cdot s \cdot c}{10^6}\right)^{1,5} \cdot \sqrt{KVA \cdot f_k} \cdot E_i \cdot K_u$$

$$= \left(\frac{5500 \cdot 0,79 \cdot 50}{10^6}\right)^{1,5} \cdot \sqrt{20 \cdot 0,33} \cdot 10 \cdot 9,25 = \mathbf{25,0.}$$

Berechnung des Eisenkörpers. Es ist nach S. 218 der Kraftfluß gleich

$$\Phi = \sqrt{\frac{KVA \cdot C}{44,4 \cdot c \cdot m}} \cdot 10^6 = \sqrt{\frac{20 \cdot 56}{44,4 \cdot 50}} \cdot 10^6 = 0,71 \cdot 10^6,$$

also ist der effektive Eisenquerschnitt des Kernes

$$Q = \frac{\Phi}{B} = \frac{0,71 \cdot 10^6}{5500} \cong 130\ \text{cm}^2.$$

Wählen wir die Form des Eisenquerschnittes, wie in Fig. 227 dargestellt, so erhalten wir bei Einführung eines Eisenfüllfaktors von $f_e = 0,7$ den Durchmesser des dem Kernquerschnitt umschriebenen Kreises

$$d = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{Q}{f_e}} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot \frac{130}{0,7}} \cong 15,0\ \text{cm},$$

und für die Querschnittsfigur nach Seite 226

Digitized by Google

$$a = 0{,}263\, d = 4{,}05 \text{ cm},$$

$$b = 0{,}425 \cdot d = 6{,}50 \text{ cm}.$$

Als Kontrolle für die Kernerwärmung ergibt sich für die gewählte Querschnittsfigur die spezifische Abkühlfläche

$$\frac{128 \cdot U_e}{Q \cdot w_e} = \frac{128 \cdot 52}{130 \cdot 1} \cong 51 \text{cm}^2/\text{Watt},$$

da

$$U_e = 4 \cdot 13 = 52 \text{ cm}.$$

Die Kernhöhe finden wir aus

$$AS \cong \frac{J_1 w_1}{h} \cong 215$$

und da

$$J_1 w_1 = \frac{\Phi}{C} = \frac{0{,}71 \cdot 10^6}{56} = 12\,700,$$

so wird

$$h \cong \frac{J_1 w_1}{AS} = \frac{12\,700}{215} \cong 59 \text{ cm}.$$

Die freie Wicklungsbreite ist gegeben durch

$$a \cong \frac{2 \cdot J_1 w_1}{100 \cdot s \cdot h \cdot f_k} = \frac{2 \cdot 12700}{100 \cdot 0{,}79 \cdot 59 \cdot 0{,}33} = 16{,}5 \text{ cm} \cong \mathbf{16{,}0 \text{ cm}}.$$

Die Induktion im Joch wählen wir gleich der Induktion im Kern, $B_j = B = 5500$, also wird der effektive Jochquerschnitt

$$\mathbf{Q_j = 130 \text{ cm}^2},$$

welchen wir rechteckig mit den Dimensionen

$$13 \times 112 \text{ cm}$$

ausführen wollen.

Der Achsenabstand der Kerne wird nun $a + d = 31{,}0$ cm, und die Jochlänge nach Fig. 227

$$l_j = 31 + 13 = 44 \text{ cm}.$$

Die Gewichte der Joche und Kerne können nun bestimmt, und die Eisenverluste kontrolliert werden.

Es beträgt das Gewicht der Kerne $= 7{,}8 \cdot 1{,}3 \cdot 2 \cdot 5{,}9 = 119$ kg,
das Gewicht der Joche $= 7{,}8 \cdot 1{,}3 \cdot 2 \cdot 4{,}4 = \ \ 90$ „
und das totale Eisengewicht $G_e = 209$ kg,

somit Eisengewicht pro KVA

$$\mathbf{E_i = \frac{209}{20} = 10{,}45 \text{ kg}.}$$

Digitized by Google

Die Eisenverluste erhalten wir aus der Summe der Kern- und Jochverluste.

Für ein Eisenblech von $\Delta = 0{,}35$ mm ergibt sich aus Kurve Fig. 59, S. 71, für $c = 50$ und $B = B_j = 5500$, $w_e = 1{,}0$ Watt pro kg, also werden

die Kernverluste $= 1{,}0 \cdot 119 = 119$ Watt
die Jochverluste $= 1{,}0 \cdot 90 \;=\; 90$ „

und die totalen Eisenverluste $W_e = 209$ Watt.

Die prozentualen Eisenverluste sind

$$p_e = \frac{W_e}{10 \cdot KVA} = \frac{209}{10 \cdot 20} = 1{,}045\,\% \simeq \mathbf{1{,}0}.$$

Berechnung der Wicklung. Wir gehen wieder von

$$C = \frac{\Phi}{J_1 \cdot w_1}$$

aus. Die primäre Windungszahl wird hiernach

$$w_1 = \frac{\Phi}{C \cdot J_1} = \frac{0{,}71 \cdot 10^6}{56 \cdot 5} \simeq \mathbf{2600}$$

und die sekundäre Windungszahl

$$w_2 = \frac{E_2}{E_1} \cdot w_1 = \frac{120}{4000} \cdot 2600 = \mathbf{78}.$$

Die Leiterquerschnitte erhalten wir, indem wir

$$s_1 = 0{,}71 \quad \text{und} \quad s_2 = 0{,}86$$

annehmen, und da $J_1 = 5$ Amp. und $J_2 = 166{,}5$ Amp., so wird

$$q_1 = \frac{J_1}{s_1} = \frac{5}{0{,}71} = \mathbf{7{,}03\ mm^2}$$

$$q_2 = \frac{J_2}{s_2} = \frac{166{,}5}{0{,}86} = \mathbf{194\ mm^2}.$$

Als Leitermaterial wählen wir primär Draht mit einem Durchmesser $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}} = \frac{3{,}0}{3{,}5}$ mm und sekundär Kupferband von den Dimensionen $(3{,}5 \times 27{,}8)\,2$. Die Wicklung führen wir als Zylinderwicklung aus, bei der die Hochspannungswicklung über der Niederspannungswicklung angeordnet wird.

Die innenliegende Niederspannungswicklung erhält pro Kern $\frac{78}{2} = 39$ Windungen, die in zwei Lagen zu je 19 bezw. 20 Windungen gewickelt werden. Jede Windung besteht aus zwei parallelen Leitern, die gemeinsam mit Baumwollband von 0,25 mm

Digitized by Google

umwickelt sind. Die fertig gewickelte Spule wird dann dreimal mit sich halbüberdeckendem Baumwollband umwickelt und in Isolierlack getränkt. Die mittlere Windungslänge der sekundären Wicklung ergibt sich zu

$$l_2 = \pi \cdot (156 + 2[3 + 2 \cdot 3{,}5 + 2 \cdot 0{,}25]) = \pi \cdot 17{,}7 \cong 56{,}5 \text{ cm.}$$

Die **maximale Spannung** zwischen zwei benachbarten (übereinanderliegenden) Windungen beträgt

$$\frac{120}{2} = 60 \text{ Volt.}$$

Die **Hochspannungswicklung** ist außen angeordnet. Pro Kern erhalten wir $\frac{2600}{2} = 1300$ Windungen, die in 5 Spulen zu je 260 Windungen untergebracht sind. Jede Spule erhält 8 Lagen zu 30 Windungen und 1 Lage zu 20 Windungen. Je 3 Lagen sind voneinander durch imprägniertes Manilapapier isoliert. Die Spulendimensionen ergeben sich aus Fig. 227. Die Hochspannungsspulen sind zunächst von der Niederspannungswicklung durch eine Luftschicht von 5 mm und durch einen Preßspanzylinder von 3 mm Dicke getrennt. Jede Spule ist nach dem Wickeln dreimal mit geöltem Baumwollband umwickelt und in Varnish getränkt.

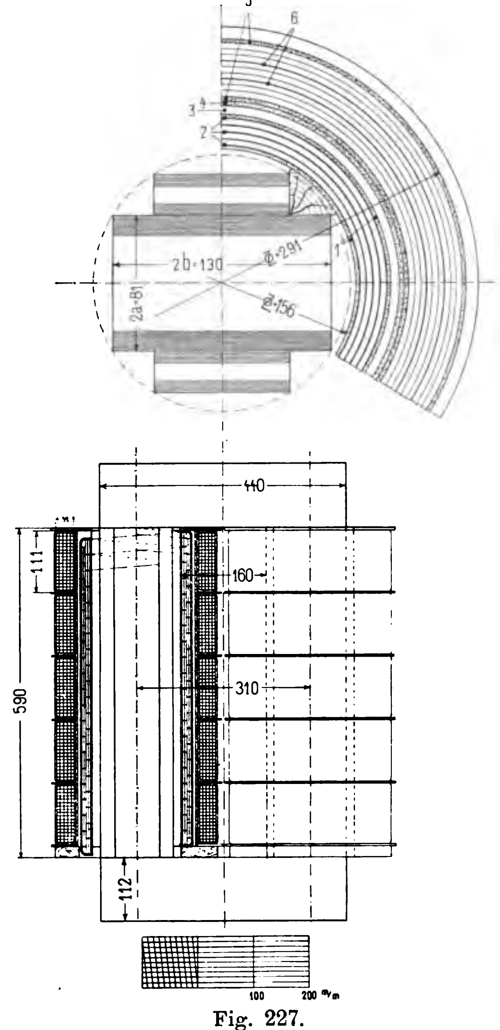


Fig. 227.
1. Baumwollband, 3 mal umwickelt und getränkt, 2 mm. — 2. Baumwollband 0,25 mm. — 3. Luftschicht 5 mm. — 4. Preßspanzylinder 3 mm. — 5. Geöltes Baumwollband 2,5 mm. — 6. Rotpapier.

Digitized by Google

Die mittlere Windungslänge der Primärwicklung ergibt sich nach Fig. 227 zu

$$l_1 = \pi(156 + 2[2 \cdot 3 + 4 \cdot 3{,}5 + 4 \cdot 0{,}25 + 5 + 3 + 3 + 16]) \cong$$
$$= \pi \cdot 25{,}0 \cong \mathbf{78{,}5\ cm.}$$

Die Spannung zwischen zwei benachbarten Hochspannungsspulen beträgt

$$\frac{4000}{2600} \cdot 260 = 400 \text{ Volt,}$$

und die maximale Spannung zwischen den Drähten zweier übereinanderliegender Windungen einer Spule ist gleich

$$\frac{4000}{2600} \cdot 60 = 92{,}5 \text{ Volt.}$$

Bei der nunmehr gewählten Wicklungs- und Isolationsanordnung ergibt sich die Kernhöhe (s. Fig. 227)

$$h = 5 \cdot (30 \cdot 3{,}5 + 2 \cdot 3) + 5 \cdot 2 + 5 + 20 = \mathbf{59\ cm,}$$

indem wir zwischen den Spulen Preßspahnscheiben von 2 mm Dicke; als untere Spulenauflagerfläche eine imprägnierte Holzscheibe von 20 mm Dicke und als obere Deckscheibe eine Preßspahnscheibe von 5 mm Dicke anordnen.

Es wird somit

$$AS = \frac{5 \cdot 2600 + 166{,}5 \cdot 78}{59 \cdot 2} = 220.$$

Der Achsenabstand der beiden Kerne wurde zu 31 cm gefunden. Die freie Wicklungsbreite war $a = 16$ cm, also wird der Füllfaktor

$$f_k = \frac{w_1 \cdot q_1 + w_2 \cdot q_2}{a \cdot h} = \frac{2600 \cdot 7{,}03 + 78 \cdot 194}{590 \cdot 160} = 0{,}35.$$

Es genügen also die auf Seite 242 vorausberechneten Eisendimensionen auch für die praktische Ausführung der Wicklung.

Der effektive Widerstand der Hochspannungswicklung ist

$$r_1 = k_r \cdot \frac{(1 + 0{,}004\,T)}{5700} \cdot \frac{l_1 \cdot w_1}{q_1} = 1{,}15 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{2600 \cdot 78{,}5}{7{,}03} = 6{,}7\ \Omega$$

und derjenige der Niederspannungswicklung

$$r_2 = k_r \cdot \frac{(1 + 0{,}004\,T)}{5700} \cdot \frac{l_2 \cdot w_2}{q_2} = 1{,}15 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{78 \cdot 56{,}5}{194} = 0{,}0052\ \Omega,$$

wenn für die Widerstandszunahme durch Wirbelströme $15\,^0/_0$, also $k_r = 1{,}15$ und für $T = 40^0$ C. angenommen wird.

Digitized by Google

Die Kupferverluste sind nun

$$\text{primär } W_{k1} = J_1^2 \cdot r_1 = 5^2 \cdot 6{,}7 \qquad = 168 \text{ Watt}$$
$$\text{sekundär } W_{k2} = J_2^2 \cdot r_2 = 166{,}5^2 \cdot 0{,}0052 = 144 \text{ ,,}$$

und die totalen Kupferverluste $W_k = 312$ Watt,

mithin der prozentuale Kupferverlust

$$p_k = \frac{W_k}{10 \cdot KVA} = \frac{312}{10 \cdot 20} = 1{,}56\,\%.$$

Die Kupfergewichte bestimmen sich wie folgt:
primär

$$G_{k1} = 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot w_1 \cdot l_1 \cdot q_1 = 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot 2600 \cdot 78{,}5 \cdot 7{,}03 = 127 \text{ kg}$$

sekundär

$$G_{k2} = 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot w_2 \cdot l_2 \cdot q_2 = 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot 78 \cdot 56{,}5 \cdot 194 = 76 \text{ kg},$$

und das totale Kupfergewicht

$$G_k = m\,(G_{k1} + G_{k2}) = 127 + 76 = \mathbf{203\ kg}$$

und Kupfergewicht pro KVA

$$K_u = \frac{203}{20} = \mathbf{10{,}15\ kg.}$$

Da die prozentualen Eisenverluste 1,045 % und die prozentualen Kupferverluste 1,57 % betragen, so ist der Wirkungsgrad bei Vollast

$$\eta = 100 - (1{,}045 + 1{,}56) = \mathbf{97{,}4\,\%}.$$

Abkühlfläche und Temperaturerhöhung.

Die ausstrahlende Oberfläche ergibt sich aus:

Mantelfläche der Spulen . . . . $= 2 \cdot \pi \cdot 29{,}1 \cdot 59 = 10800 \text{ cm}^2$

ringförmige Stirnflächen . $= 4\left(\frac{\pi}{4} \cdot 29{,}1^2 - \frac{\pi}{4} \cdot 15{,}3^2\right) = 1930$ „

Oberfläche der Joche . . . $= 2\,(2 \cdot 44 \cdot 11{,}2 + 44 \cdot 13 + 2 \cdot 11{,}2 \cdot 13) = 3700$ „

Oberfläche der Kerne . . . . $= 2 \cdot 59 \cdot 52 = 6130$ „

und die gesamte Abkühlfläche . . . . $= A_T = 22560 \text{ cm}^2$

Die spezifische Abkühlfläche wird bei

$$W_k + W_e = 521 \text{ Watt}$$

gleich

$$a_T = \frac{A_T}{W_k + W_e} = \frac{22560}{521} = \mathbf{43}\ \text{cm}^2 \text{ pro Watt}$$

und die Temperaturerhöhung

$$T = \frac{1600 \text{ bis } 2000}{a_T} \cong 40^0 \text{ C}.$$

Digitized by Google

Der Transformator genügt somit den in Bezug auf Verluste und Temperaturerhöhung gestellten Anforderungen. Wegen der vorgeschriebenen geringen Eisenverluste hatte man die Eisendimensionen sehr gering zu halten, wodurch auch der der Isolation entsprechende Raum auf das Mindestmaß reduziert werden mußte.

Für die endgültig festgelegten Dimensionen ergibt sich

$$\alpha = \left(\frac{5500 \cdot 50 \cdot 0{,}79}{10^6}\right)^{1,5} \cdot \sqrt{20 \cdot 0{,}35 \cdot 10{,}45 \cdot 10{,}1} = 28{,}0$$

und

$$\beta = \frac{1}{56} \cdot \left(\frac{10{,}45}{10{,}1}\right)^2 \cdot \frac{5500 \cdot 0{,}35}{0{,}79} \cong 47.$$

Wir gehen jetzt dazu über, den Leerlaufstrom und den Spannungsabfall zu bestimmen.

a) Leerlaufstrom. Der mittlere Kraftlinienweg im Eisen aus Fig. 227 ist

$$L_e = 197 \text{ cm}.$$

Der Induktion $B = 5500$ entspricht in der statischen Magnetisierungskurve für Eisenblech eine Amperewindungszahl pro cm Eisenlänge von $aw_e = 0{,}9$, mithin sind die Eisenamperewindungen

$$AW_e = L_e \cdot aw_e = 197 \cdot 0{,}9 = 177.$$

Die Stoßfugenamperewindungen ergeben sich gleich

$$AW_l = 0{,}8 \cdot \delta \cdot B = 0{,}8 \cdot 0{,}02 \cdot 5500 = 88,$$

wenn der Luftspalt δ der 4 Stoßfugen nach S. 14 zu 0,02 cm angenommen wird.

Die primäre Suszeptanz wird nun

$$b_0 = \frac{AW_e + AW_l}{\sqrt{2} \cdot P_1 \cdot w_1} = \frac{177 + 88}{\sqrt{2} \cdot 4000 \cdot 2600} = \mathbf{1{,}805 \cdot 10^{-5}}$$

und die primäre Konduktanz

$$g_0 = \frac{W_e}{m \cdot P_1^2} = \frac{209}{4000^2} = \mathbf{1{,}305 \cdot 10^{-5}}.$$

Mit Hilfe dieser Größen berechnet sich der Leerlaufstrom

$$J_0 = P_1 \cdot y_0 = P_1 \cdot \sqrt{b_0^2 + g_0^2} = 4000 \sqrt{(1{,}805 \cdot 10^{-5})^2 + (1{,}305 \cdot 10^{-5})^2}$$
$$= \mathbf{0{,}089 \text{ Amp.}}$$

das sind

$$\frac{P_1 \cdot y_0}{J_1} \cdot 100 = 1{,}78\,\%$$

des primären Stromes.

Digitized by Google

Die Wattkomponente des Leerlaufstromes wird dann

$$\frac{P_1 \cdot g_o}{J_1} \cdot 100 = 1{,}045\,\%$$

und die wattlose Komponente

$$\frac{P_1 \cdot b_o}{J_1} \cdot 100 = 1{,}44\,\%.$$

b) Spannungsabfall. Aus Fig. 227 ergibt sich für $\varDelta_1 = 3{,}2$ cm, $\varDelta_2 = 1{,}6$ cm, somit

$$\varDelta_m = \frac{3{,}2 + 1{,}6}{2} = 2{,}4 \text{ cm}$$

und ferner $\varDelta = 1{,}25$ cm.

Die Leitfähigkeit des Streuflusses ist bei einer Spulenhöhe $l_s = 57{,}0$ cm gleich

$$\lambda_m = \frac{\frac{\varDelta_m}{3} + \frac{\varDelta}{2}}{1{,}6 \cdot k_s \cdot l_s} = \frac{0{,}8 + 0{,}625}{1{,}6 \cdot 1{,}8 \cdot 57} = 0{,}0087,$$

wenn für $k_s = 1{,}8$ eingesetzt wird. Der mittlere Spulenumfang ist

$$U_m = \frac{U_1 + U_2}{2} = \frac{\pi \cdot (19{,}6 + 22{,}2)}{2} = 65{,}7 \text{ cm, also}$$

die Kurzschlußreaktanz

$$x_k = 4 \cdot \pi \cdot c \cdot w_1^2 \cdot \lambda_m \cdot U_m \cdot 10^{-8} = 4 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 2600^2 \cdot 0{,}0087 \cdot 65{,}7 \cdot 10^{-8}$$
$$= \mathbf{24{,}3 \ Ohm.}$$

Für den Kurzschlußwiderstand findet sich

$$r_k = r_1 + r_2 \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 = 6{,}7 + 0{,}0052 \left(\frac{2600}{78}\right)^2 = \mathbf{12{,}5 \ Ohm}$$

und für die Kurzschlußspannung

$$P_k = J_1 \cdot z_k = J_1 \cdot \sqrt{r_k^2 + x_k^2} = 5 \sqrt{12{,}5^2 + 24{,}3^3} = \mathbf{136 \ Volt},$$

d. h. $100 \dfrac{J_1 \cdot z_k}{P_1} = 3{,}41\,\%$ der Primärspannung.

Die prozentuale Reaktanzspannung ist

$$100 \cdot \frac{J_1 \cdot x_k}{P_1} = 3{,}04\,\%$$

und die prozentuale Widerstandsspannung

$$100 \cdot \frac{J_1 \cdot r_k}{P_1} = 1{,}56\,\%.$$

Digitized by Google

B. Ausführung als Manteltype. Wir nehmen $B = 6500$ an, so daß für $c = 50$ und einer Blechdicke von 0,35 mm

$$w_e = 1{,}27 \text{ Watt/kg}$$

wird und entsprechend der gestellten Bedingung $p_e = 1\%$

$$E_i = \frac{p_e \cdot 10}{w_e} = \frac{1 \cdot 10}{1{,}27} = 7{,}87 \text{ kg}.$$

Für Manteltypen ist einerseits wegen des höheren Preises für die Bearbeitung und Isolierung des Kupfers und andrerseits wegen des geringen Blechabfalles das Preisverhältnis höher anzunehmen. Angenommen es sei

$$\frac{M_k}{M_e} \cong 4{,}85,$$

so wird das Gewichtsverhältnis

$$\frac{E_i}{K_u} = 0{,}36 \cdot \frac{M_k}{M_e} \cong 1{,}74$$

also

$$K_u = \frac{E_i}{\left(\frac{E_i}{K_u}\right)} = \frac{7{,}87}{1{,}74} \cong 4{,}5 \text{ kg},$$

und die Stromdichte

$$s = 1{,}96 \sqrt{\frac{p_k}{K_u}} = 1{,}96 \sqrt{\frac{1{,}5}{4{,}5}} \cong 1{,}15 \frac{\text{Amp.}}{\text{mm}^2}$$

Nach S. 220 wählen wir $\beta = 27$ und entnehmen aus Fig. 222 $f_k = 0{,}39$, so daß

$$C = \frac{1}{\beta} \cdot \left(\frac{E_i}{K_u}\right)^2 \cdot \frac{B \cdot f_k}{s} = \frac{1}{27} \cdot (1{,}74)^2 \cdot \frac{6500 \cdot 0{,}39}{1{,}15} \cong \mathbf{250}$$

wird.

Wir bestimmen uns nun den Kraftfluß

$$\Phi = \sqrt{\frac{KVA \cdot C}{44{,}4 \cdot c \cdot m}} \cdot 10^6 = \sqrt{\frac{20 \cdot 250}{44{,}4 \cdot 50}} \cdot 10^6 = 1{,}5 \cdot 10^6$$

und hieraus den effektiven Eisenquerschnitt

$$Q = \frac{\Phi}{B} = \frac{1{,}5 \cdot 10^6}{6500} = \mathbf{231\ cm^2}.$$

Um die Wicklungsbreite a und die Eisenhöhe h im voraus bestimmen zu können, gehen wir wie auf S. 231 und 235 gezeigt wurde vor.

Digitized by Google

Es ist

$$ah = \frac{2 \cdot J_1 \cdot w_1}{100 \cdot s \cdot f_k} = \frac{2 \cdot 6000}{100 \cdot 1{,}15 \cdot 0{,}39} \cong 267 \text{ cm}^2,$$

wenn

$$J_1 w_1 = \frac{\Phi}{C} = \frac{1{,}5 \cdot 10^6}{250} = 6000.$$

Nehmen wir nun das Verhältnis $\frac{h}{a} = 1{,}6$ an, so ergibt sich die freie Wicklungsbreite

$$a = \sqrt{\frac{267}{1{,}6}} \cong \mathbf{125\ mm}$$

und die Wicklungs- bezw. Kernhöhe

$$h \cong \mathbf{200\ mm.}$$

Eine Blechschicht des Eisenkörpers setzt sich nun aus 4 **L**-förmigen Eisenblechen von $\varDelta = 0{,}35$ mm Dicke zusammen.

Wählen wir ferner $2d = 16{,}0$ cm, so wird die Höhe der Blechschichtung

$$h_2 = \frac{Q}{2 \cdot d \cdot 0{,}9} = \frac{231}{2 \cdot 8 \cdot 0{,}9} = 16 \text{ cm}.$$

Für die Jochstücke ergibt sich, da $\Phi_j = \frac{\Phi}{2}$ und $B = B_j = 6500$, der Querschnitt $Q_j = \frac{Q}{2} = \mathbf{115{,}5\ cm^2} = 0{,}9 \cdot 8{,}0 \cdot 16.$

Mit Hilfe dieser Größen sind die Dimensionen des Eisenkörpers (s. Fig. 228) festgelegt und wir können Eisengewicht und Eisenverlust kontrollieren.

Eisengewicht:

$$\begin{aligned} 2 \cdot 2{,}0 \cdot 2{,}31 \cdot 7{,}8 &= \quad 72 \text{ kg} \\ 2 \cdot 5{,}70 \cdot 1{,}155 \cdot 7{,}8 &= \quad 103 \text{ „} \\ -4 \cdot 0{,}5 \cdot 05 \cdot 1{,}44 \cdot 7{,}8 &= -\ 11 \text{ „} \\ \hline G_E &= \mathbf{164\ kg} \end{aligned}$$

also das Eisengewicht pro KVA

$$E_i = \frac{164}{20} = \mathbf{8{,}2\ kg.}$$

Wir erhielten für $\varDelta = 0{,}35$ mm, $c = 50$ und $B = 6500$ aus Kurve Fig. 59 S. 71 $w_e = 1{,}275$ Watt/kg, also werden die totalen Eisenverluste

$$W_e = 1{,}27 \cdot 164 = \mathbf{208\ Watt,}$$

Digitized by Google

mithin die prozentualen Eisenverluste

$$p_e = \frac{W_e}{10 \cdot KA} = \frac{208}{10 \cdot 20} = 1{,}04\,\% \cong 1\,\%.$$

Für die Berechnung der Wicklungsanordnung ergibt sich zunächst aus

$$C = \frac{\Phi}{J_1 \cdot w_1}$$

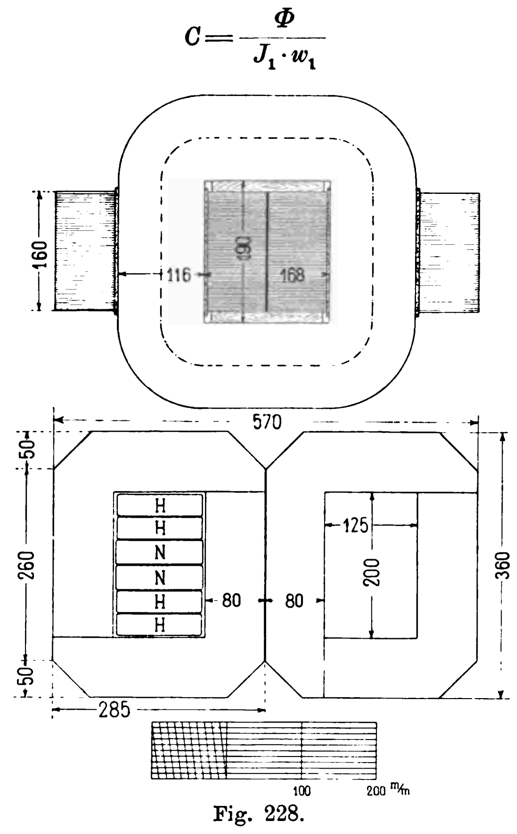


Fig. 228.

die primäre Windungszahl

$$w_1 = \frac{\Phi}{C \cdot J_1} = \frac{1{,}5 \cdot 10^6}{250 \cdot 5} = \mathbf{1200}$$

und die sekundäre Windungszahl

$$w_2 = \frac{E_2}{E_1} \cdot w_1 = \frac{120}{4000} \cdot 1200 = \mathbf{36}.$$

Für $s_1 = s_2 = 1{,}15$ gesetzt, erhält man die Kupferquerschnitte

Digitized by Google

$$q_1 = \frac{5}{1{,}15} = \mathbf{4{,}35\ mm^2} \quad \text{und} \quad q_2 = \frac{166{,}5}{1{,}15} = \mathbf{145\ mm^2},$$

da

$$J_1 = 5 \text{ Amp. und } J_2 = 166{,}5 \text{ Amp.}$$

Wir nehmen als Leiterdimensionen primär: Draht mit einem Durchmesser

$$\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}} = \frac{2{,}35}{2{,}85} \text{ mm} \quad \text{und}$$

sekundär: Bandkupfer, nackt $= 2 \times (2{,}7 \times 27)$ mm².

Die Wicklungsanordnung wählen wir wie folgt:

Hochspannung: 4 Spulen in Serie zu je 300 Windungen. Jede Spule mit 37 Lagen zu je 8 Drähten und mit 1 Lage zu 4 Drähten.

Nach je 7 Lagen kommt eine Preßspaneinlage von 0,25 mm. Jede Spule wird mit 3 Lagen sich halbüberdeckendem Baumwollband umwickelt, in Varnish getränkt und mit Kopallack bestrichen. Die Spulendimensionen sind:

$$\textbf{Breite} = 38 \cdot 2{,}85 + 5 \cdot 0{,}25 + 2 \cdot 3 = \mathbf{116\ mm.}$$

$$\textbf{Höhe} = 8 \cdot 2{,}85 + 2 \cdot 3 \cong \mathbf{29\ mm.}$$

Die mittlere Windungslänge ergibt sich nach Fig. 228 zu

$$l_1 = 2 \cdot 19{,}0 + 2 \cdot 16{,}8 + \pi \cdot 11{,}6 = \mathbf{108\ cm.}$$

Die Spannung zwischen zwei benachbarten Hochspannungsspulen beträgt

$$\frac{4000}{1200} \cdot 300 = 1000 \text{ Volt}$$

und die maximale Spannung zwischen den Drähten zweier übereinanderliegenden Windungen einer Hochspannungsspule ist gleich

$$\frac{4000}{1200} \cdot 16 = 53{,}5 \text{ Volt.}$$

Niederspannung: 2 Spulen parallel mit je 36 Windungen. Zwischen zwei übereinanderliegenden Windungen eine Einlage von Manilapapier und Leatheroid von 0,4 mm Dicke. Die Spule wird außen ebenso wie die Hochspannungsspule behandelt. Die Spulendimensionen sind:

$$\text{Breite} = 36 \cdot 2{,}7 + 35 \cdot 0{,}4 + 2 \cdot 3 \cong \mathbf{118\ mm}$$

$$\text{Höhe} = 27 + 2 \cdot 3 = \mathbf{33} \text{ „}$$

Digitized by Google

Die mittlere Windungslänge ist

$$l_2 \cong 108 \text{ cm}.$$

Der Raum für die Isolierung der einzelnen Spulen sowie der Spulen gegeneinander ist in Fig. 228 angedeutet. Für die Isolationsschicht zwischen Eisenkörper und Spule nehmen wir 3,5 mm an, so daß die Breite des Wicklungsraumes

$$118 + 2 \cdot 3{,}5 = 125 \text{ mm}$$

wird.

Zwischen den Spulen ordnen wir Preßspaneinlagestreifen und Eckstücke von 2 mm Dicke an, so daß die Wicklungshöhe

$$h = 4 \cdot 29 + 2 \cdot 33 + 2 \cdot 4 + 5 \cdot 2 = 200 \text{ mm}$$

wird.

Die effektiven Widerstände ergeben sich: für die Hochspannungswicklung

$$r_1 = k_r \cdot \frac{(1 + 0{,}004\,T)}{5700} \cdot \frac{l_1 \cdot w_1}{q_1} = 1{,}15 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{1200 \cdot 108}{4{,}35} = \mathbf{6{,}87\ \Omega}$$

und für die Niederspannungswicklung

$$r_2 = k_r \cdot \frac{(1 + 0{,}004\,T)}{5700} \cdot \frac{l_2 \cdot w_2}{q_2} = 1{,}15 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{36 \cdot 108}{145} = \mathbf{0{,}00616\ \Omega}.$$

Die Kupferverluste werden dann:

$$\begin{aligned} \text{primär } W_{k1} &= J_1^2 \cdot r_1 = 5^2 \cdot 6{,}87 = 172 \text{ Watt} \\ \text{sekundär } W_{k2} &= J_2^2 \cdot r_2 = 166{,}5^2 \cdot 0{,}00616 = 171 \text{ „} \\ \text{und die totalen Kupferverluste } W_k &= \mathbf{343\ Watt,} \end{aligned}$$

also die prozentualen Kuperverluste

$$p_k = \frac{W_k}{10 \cdot KVA} = \frac{343}{10 \cdot 20} = \mathbf{1{,}71\,\%}.$$

Das gesamte Kupfergewicht ergibt sich aus

$$\begin{aligned} G_{k1} &= 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot 1200 \cdot 10{,}8 \cdot 4{,}35 = 50 \text{ kg} \\ \text{und } G_{k2} &= 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot 36 \cdot 10{,}8 \cdot 145 = 50 \text{ „} \\ \text{also zusammen } G_k &= \mathbf{100\ kg} \end{aligned}$$

und das Kupfergewicht pro KVA

$$K_u = \frac{100}{20} = \mathbf{5\ kg.}$$

Der Wirkungsgrad bei Volllast wird gleich

$$\eta = 100 - (1{,}04 + 1{,}71) = \mathbf{97{,}25\,\%}.$$

Digitized by Google

Die Abkühlflächen ergeben sich wie folgt:

Ausstrahlende Oberfläche des Eisenkörpers:

$$2\,(16\cdot 20{,}0 + 2\cdot 57\cdot 8 - 8\cdot 5\cdot 2{,}5) = 2260 \text{ cm}^2$$

$$16\,(2\cdot 26{,}0 + 4\cdot 18{,}5 + 8\cdot 7{,}0) = 2920 \text{ „}$$

Ausstrahlende Oberfläche der Wicklung:

$$6\left[\frac{\pi}{4}\cdot(2\cdot 11{,}6)^2 + 11{,}6\cdot(2\cdot 16{,}8 + 2\cdot 1{,}5)\right] = 5100 \text{ „}$$

$$12\,(4\cdot 1{,}5 + \pi\cdot 2\cdot 11{,}6 + 2\cdot 16{,}8)^{1)} = 1350 \text{ „}$$

Gesamte Abkühlfläche $\mathbf{A_T = 11630\ cm^2}$

Die spezifische Abkühlfläche ist somit

$$a_T = \frac{A_T}{W_k + W_e} = \frac{11\,630}{552} \simeq \mathbf{21\ cm^2\ pro\ Watt.}$$

Die berechnete spezifische Abkühlfläche $a_T = 21$ cm²/Watt bedingt die Aufstellung des Transformators in Öl. Um die Eisenverluste innerhalb der den Bedingungen entsprechenden Grenze zu halten, mußte man die Dicken der Isolationsschichten so gering als nur möglich wählen. Auch schon wegen der hohen Beanspruchung des Isolationsmaterials dürfte sich die Aufstellung des Transformators in Öl empfehlen.

Für die der Ausführung zu Grunde gelegten Dimensionen erhalten wir den Füllfaktor

$$f_k = \frac{w_1\cdot q_1 + w_2\cdot q_2}{a\cdot h} = \frac{1200\cdot 4{,}35 + 36\cdot 145}{125\cdot 200} = \mathbf{0{,}417}$$

und die Konstanten:

$$\alpha = E_i\cdot K_u\cdot\sqrt{KVA\cdot f_k}\cdot\left(\frac{B\cdot s\cdot c}{10^6}\right)^{1,5}$$

$$= 8{,}2\cdot 5\sqrt{20\cdot 0{,}417}\cdot\left(\frac{6500\cdot 50\cdot 1{,}15}{10^6}\right)^{1,5} = \mathbf{27}$$

$$\beta = \frac{1}{C}\left(\frac{E_i}{K_u}\right)^2\frac{B\cdot f_k}{s} = \frac{1}{250}\cdot(1{,}64)^2\cdot\frac{6500\cdot 0{,}417}{1{,}15} = \mathbf{25{,}3.}$$

Wir bestimmen nun noch den Leerlaufstrom und den Spannungsabfall des Transformators.

a) Leerlaufstrom. Der mittlere Kraftlinienweg im Eisen ist (s. Fig. 228)

$$L_e = 90 \text{ cm.}$$

---

[1]) Von den durch das seitliche Auseinanderbiegen der Spulen entstehenden Flächen rechnen wir nur 6 statt 10 Stirnflächen als direkt ausstrahlend.

Digitized by Google

Die Induktion im Eisen hatten wir zu $B = 6500$ gewählt, wofür $aw_e = 1{,}2$ gefunden wird, also sind die Eisenamperewindungen

$$AW_e = L_e \cdot aw_e = 1{,}2 \cdot 90 = 108.$$

Die Stoßfugenamperewindungen sind

$$AW_l = 0{,}8\,\delta \cdot B = 0{,}8 \cdot 0{,}02 \cdot 6500 = 104,$$

wenn wir $\delta \cong 0{,}02$ cm (s. Seite 14) einführen.

Die primäre Suszeptanz wird nun

$$b_o = \frac{AW_e + AW_l}{\sqrt{2} \cdot P_1 \cdot w_1} = \frac{108 + 104}{\sqrt{2} \cdot 4000 \cdot 1200} = 3{,}12 \cdot 10^{-5}$$

und die primäre Konduktanz

$$g_o = \frac{W_e}{m \cdot P_1^2} = \frac{208}{4000^2} = 1{,}3 \cdot 10^{-5},$$

also der Leerlaufstrom

$$J_o = P_1 \cdot y_o = P_1 \sqrt{b_o^2 + g_o^2} = 4000 \sqrt{(3{,}12 \cdot 10^{-5})^2 + (1{,}3 \cdot 10^{-5})^2}$$
$$= \mathbf{0{,}135\ Ampere.}$$

das sind $\qquad \dfrac{P_1 \cdot y_o}{J_1} \cdot 100 = 2{,}7\,\%$ des primären Stromes.

Die Watt- und wattlosen Komponenten des Magnetisierungsstromes sind:

$$\frac{P_1 \cdot g_o}{J_1} \cdot 100 = 1{,}04\,\%$$

bezw.

$$\frac{P_1 \cdot b_o}{J_1} \cdot 100 = 2{,}50\,\%.$$

b) Spannungsabfall. Aus Fig. 228 entnehmen wir

$$\Delta_1 = 11{,}6 \text{ cm}, \quad \Delta_2 = 6{,}1 \text{ cm} \quad \text{und} \quad \Delta = 0{,}5 \text{ cm},$$

dann wird

$$\Delta_m = \frac{11{,}6 + 6{,}1}{2} = 9{,}3 \text{ cm},$$

ferner ist

$$l_s = 11{,}6 \text{ cm}.$$

Die Leitfähigkeit des Streuflusses ist

$$\lambda_m = \frac{\dfrac{\Delta_m}{3} + \dfrac{\Delta}{2}}{1{,}6 \cdot k_s \cdot l_s} = \frac{\dfrac{9{,}3}{3} + 0{,}25}{1{,}6 \cdot 1{,}8 \cdot 11{,}6} = 0{,}1,$$

Digitized by Google

wenn wir für $k_s = 1,8$ einsetzen. Die Kurzschlußreaktanz wird dann

$$x_k = 4\pi \cdot c \cdot w_1^2 \cdot \lambda_m \cdot U_m \cdot 10^{-8} = 4 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 1200^2 \cdot 0,1 \cdot 89 = \mathbf{80,5\ \Omega}.$$

Hierbei ist der mittlere Spulenumfang (s. Fig. 228)

$$U_m \cong 28,4 \cdot \pi = 89 \text{ cm}.$$

Man hätte ein günstigeres Resultat durch eine andere Unterteilung erzielen können, jedoch nur auf Kosten einer besseren Isolierung der Spulen gegeneinander.

Der Kurzschlußwiderstand ist gleich

$$r_k = r_1 + r_2 \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 = 6,87 + 0,00616 \cdot \left(\frac{1200}{36}\right)^2 = \mathbf{13,72\ \Omega},$$

also wird die Kurzschlußspannung

$$P_k = J_1 \cdot z_k = J_1 \sqrt{r_k^2 + x_k^2} = 5\sqrt{80,5^2 + 13,72^2} = \mathbf{405\ Volt},$$

d. i. $$100 \cdot \frac{J_1 \cdot z_k}{P_1} = 10,1\,\% \text{ der Primärspannung};$$

die prozentuale Reaktanzspannung ist

$$100 \cdot \frac{J_1 \cdot x_k}{P_1} = 10\,\%$$

und die prozentuale Widerstandsspannung

$$100 \cdot \frac{J_1 \cdot r_k}{P_1} = 1,715\,\%.$$

55. Berechnung eines 600 KVA-Krafttransformators.

Es ist ein 600 KVA-Dreiphasen Transformator für Kraftzwecke $c = 50$ und $u = \frac{4000}{330}$ Volt verketteter Spannung (Sternschaltung primär und sekundär) zu berechnen. Der Transformator soll mit Rücksicht auf die geringsten Materialkosten berechnet werden.

Wir wählen mit Bezug auf die anzuwendende Kühlmethode: der Transformator steht in Öl und wird durch zirkulierendes Wasser gekühlt,

$$B = 14\,500, \qquad s = 1,45$$

und ferner $$\frac{M_k}{M_e} = 3,25.$$

Als Type nehmen wir die Anordnung mit drei in einer Ebene stehenden Kernen ohne Überlappung der Bleche an, hierfür ergibt sich bei $\gamma = 72$ das Verhältnis

$$C = \frac{1}{\gamma}\frac{B}{s} \cdot \left(\frac{M_k}{M_e}\right) = \frac{1}{72} \cdot 3,25 \cdot \frac{14\,500}{1,45} \cong \mathbf{450}.$$

Digitized by Google

Der Kraftfluß bestimmt sich zu

$$\Phi = \sqrt{\frac{KVA \cdot C}{44{,}4 \cdot c \cdot m}} \cdot 10^6 = \sqrt{\frac{600 \cdot 450}{44{,}4 \cdot 50 \cdot 3}} \cdot 10^6 = 6{,}37 \cdot 10^6,$$

also wird der Kernquerschnitt, dessen Form in Fig. 229 angegeben ist,

$$Q = \frac{6{,}37 \cdot 10^6}{14500} \cong \mathbf{440\ cm^2}.$$

Wir ordnen 3 Luftschlitze à 10 mm an und erhalten als Kontrolle für die zulässige Kernerwärmung die spezifische Abkühlfläche der Kerne

$$\frac{128 \cdot U_e}{Q \cdot w_e} = \frac{128 \cdot 150}{440 \cdot 5} = 8{,}75 \frac{\text{cm}^2}{\text{Watt}},$$

welcher Wert für die verwendete Kühlmethode ausreichend ist.

Die Kernhöhe finden wir unter Annahme von

$$AS \cong 370$$

zu

$$h \cong \frac{2 \cdot J_1 w_1}{AS} = \frac{2 \cdot 14150}{370} \cong \mathbf{775\ cm},$$

da

$$J_1 w_1 = \frac{\Phi}{C} = \frac{6{,}37 \cdot 10^6}{450} = 14150.$$

Die freie Wicklungsbreite ist

$$a = \frac{4 \cdot J_1 \cdot w_1}{100 \cdot s \cdot h \cdot f_k} = \frac{4 \cdot 14150}{100 \cdot 1{,}45 \cdot 77{,}5 \cdot 0{,}33} \cong \mathbf{15{,}5\ cm}.$$

Im Joch lassen wir eine Induktion von $B_j = 12000$ zu, so daß, da für eine Type mit drei in einer Ebene liegenden Kernen $\Phi_j = \Phi$ ist

$$Q_j = \frac{14500}{12000} \cdot 440 = \mathbf{530\ cm^2}.$$

Dies gibt bei 3 Luftschlitzen zu je 10 mm und $k_2 = 0{,}9$, eine Jochbreite von 31,0 cm und eine Jochhöhe von 21,0 cm.

Der Achsenabstand der Säulen beträgt (s. Fig. 229)

$$17{,}5 + 15{,}5 + 2 \cdot 1{,}5 = 36{,}0 \text{ cm}$$

und die Jochlänge

$$l_j = 2 \cdot 36{,}0 + 17{,}5 = \mathbf{89{,}5\ cm}.$$

Nun können die Eisengewichte und Eisenverluste bestimmt werden.

Digitized by Google

Das Eisengewicht der Kerne ist

$$= 3 \cdot 7{,}8 \cdot 7{,}75 \cdot 4{,}40 = \quad 800 \text{ kg},$$

das Gewicht der Joche

$$= 2 \cdot 7{,}8 \cdot 8{,}95 \cdot 5{,}3 \;=\; \underline{\quad 740 \;\;,,}$$

und das totale Eisengewicht $\qquad G_e = 1540$ kg,

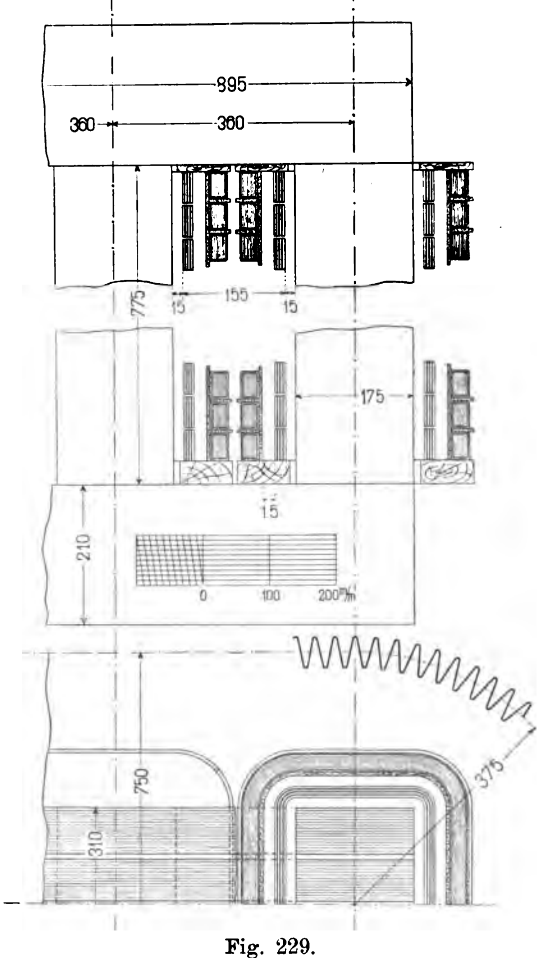


Fig. 229.

also das Eisengewicht pro KVA

$$\boldsymbol{E_i} = \frac{1540}{600} = \mathbf{2{,}56\ kg.}$$

Die Eisenverluste erhält man aus der Summe der Kern- und Jochverluste. Für ein Eisenblech von $\varDelta = 0{,}35$ mm ergibt

Digitized by Google

sich aus der Verlustkurve für $c=50$ und $B=14500$, $w_e=5{,}0$ Watt pro kg und für $B_j=12000$ $w_{ej}=3{,}51$ Watt pro kg.

Die Kernverluste sind $5\cdot 800=4000$ Watt,
die Jochverluste $3{,}51\cdot 740=2600$ „
und die totalen Eisenverluste $W_e=6600$ Watt,

somit die prozentualen Eisenverluste

$$p_e=\frac{W_e}{10\cdot KVA}=\frac{6600}{600\cdot 10}=\mathbf{1{,}10\,\%}.$$

Die primäre Windungszahl ist

$$w_1=\frac{\Phi}{C\cdot J_1}=\frac{6{,}37\cdot 10^6}{450\cdot 87}=\mathbf{164}$$

und die sekundäre Windungszahl

$$w_2=\frac{E_2}{E_1}w_1=\frac{330}{4000}\cdot 164\cong \mathbf{14}$$

Für die Stromdichten

$$s_1=1{,}42\,\frac{\text{Amp}}{\text{mm}^2}\quad\text{und}\quad s_2=1{,}5\,\frac{\text{Amp}}{\text{mm}^2}$$

eingeführt, ergeben sich die Querschnitte

$$q_1=\frac{J_1}{s_1}=\frac{87}{1{,}42}=61{,}25=\mathbf{1{,}75\times 35\ mm^2}$$

$$\text{und}\quad q_2=\frac{J_2}{s_2}=\frac{1050}{1{,}5}\sim 706=\mathbf{4\,(3{,}75\times 47)\ mm^2}.$$

Die Wicklung ordnen wir folgendermaßen an: Die innenliegende Niederspannungswicklung besteht aus 2×2 parallel gewickelten Kupferbändern von $(3{,}75\times 47)$ mm² Querschnitt. Die konzentrisch angeordneten Lagen parallel geschalteter Leiter sind durch Preßspanstreifen von 0,25 mm voneinander isoliert. Die benachbarten Windungen sind voneinander durch Luftschichten von 3 mm getrennt.

Die mittlere Windungslänge der sekundären Wicklung ergibt sich (s. Fig. 229) zu

$$l_2\cong 2\cdot 31+2\cdot 17{,}5+\pi\cdot 2\cdot 2{,}3\cong 112\ \text{cm}.$$

Die Spannung zwischen zwei benachbarten Sekundär-Windungen beträgt

$$\frac{330}{\sqrt{3}\cdot 14}=13{,}6\ \text{Volt}.$$

Zwischen Hoch- und Niederspannungswicklung ist ein Spielraum von 15 mm und für den mit Lack präparierten Papierzylinder 5 mm vorzusehen.

Digitized by Google

Die 164 Windungen der Hochspannungswicklung werden in 4 Abteilungen von je 11 Windungen und in 12 Abteilungen von je 10 Windungen unterteilt. Jede Abteilung wird dreimal mit sich halb überdeckendem Baumwollband umwickelt. In Fig. 229 ist die gesamte Wicklungsanordnung dargestellt.

Die mittlere Windungslänge der Primär-Wicklung bestimmt sich zu

$$l_1 = 2 \cdot 31 + 2 \cdot 17{,}5 + \pi \cdot 2 \cdot 5{,}8 \simeq 133 \text{ cm}.$$

Die Spannung zwischen zwei benachbarten Hochspannungsspulen beträgt

$$\frac{2310}{164} \cdot 11 = 155 \text{ Volt}$$

und die maximale Spannung zwischen zwei übereinander liegenden Windungen einer Spule ist gleich

$$\frac{2310}{164} = 14{,}1 \text{ Volt}.$$

Wir erhalten bei der angegebenen Wicklungs- und Isolationsanordnung eine Kernhöhe

$$h = 16\,(35 + 2 \cdot 3) + 15 \cdot 5 + 9 + 35 = 77{,}5 \text{ cm},$$

indem zwischen den einzelnen Hochspannungsspulen Preßspanscheiben von 5 mm Dicke als obere Druckplatte eine Preßspanschicht von 9 mm Dicke und als untere Spulenauflagerfläche eine imprägnierte Holzscheibe von 35 mm angeordnet wird.

Die spez. Beanspruchung pro Zentimeter Kernhöhe kontrolliert, ergibt

$$AS = \frac{87 \cdot 164 + 1050 \cdot 14}{77{,}5} = 375,$$

und eine Kontrolle des Kupferfüllfaktors

$$f_k = \frac{2\,(w_1 q_1 + w_2 q_2)}{ah} = \frac{2\,(164 \cdot 61{,}25 + 14 \cdot 706)}{775 \cdot 155} = 0{,}333.$$

Der effektive Widerstand pro Phase der Hochspannungswicklung ist

$$\boldsymbol{r}_1 = k_r \cdot \frac{(1 + 0{,}004\,T)}{5700} \cdot \frac{l_1 \cdot w_1}{q_1} = 1{,}15 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{164 \cdot 133}{61{,}25} = \mathbf{0{,}0820}\ \Omega,$$

und derjenige der Niederspannungswicklung

$$\boldsymbol{r}_2 = k_r \cdot \frac{(1 + 0{,}004\,T)}{5700} \cdot \frac{l_2 \cdot w_2}{q_2} = 1{,}15 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{14 \cdot 112}{706} = \mathbf{0{,}000510}\,\Omega,$$

wenn für $T \simeq 40^0$ C und für $k_r = 1{,}15$ angenommen wird.

Digitized by Google

Die primären Kupferverluste pro Phase sind nun

$$W_{k1} = J_1^2 \cdot r_1 = 87^2 \cdot 0{,}0820 = 620 \text{ Watt}$$

und die sekundären Kupferverluste pro Phase

$$W_{k2} = J_2^2 \cdot r_2 = 1050^2 \cdot 0{,}000510 = 562 \text{ Watt.}$$

Die totalen Kupferverluste werden somit

$$W_k = m(W_{k1} + W_{k2}) = 3(620 + 562) = 3546 \text{ Watt}$$

und die prozentualen Kupferverluste

$$p_k = \frac{W_k}{10 \cdot \text{KVA}} = \frac{3546}{10 \cdot 600} = \mathbf{0{,}59\,\%}.$$

Die Kupfergewichte sind:

primäres Kupfergewicht

$$G_{k1} = 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot w_1 \cdot l_1 \cdot q_1 = 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot 164 \cdot 133 \cdot 61{,}25 = 119 \text{ kg}$$

sekundäres Kupfergewicht

$$G_{k2} = 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot w_2 \cdot l_2 \cdot q_2 = 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot 14 \cdot 112 \cdot 706 = 99 \text{ kg.}$$

Das totale Kupfergewicht ist dann

$$G_k = m(G_{k1} + G_{k2}) = 3(119 + 99) = 654 \text{ kg,}$$

also daß Kupfergewicht pro KVA

$$K_u = \frac{654}{600} = \mathbf{1{,}09 \text{ kg.}}$$

Der Wirkungsgrad bei Volllast wird nun, da die prozentualen Eisenverluste 1,1 % und die prozentualen Kupferverluste 0,59 % betragen,

$$\eta = 100 - (1{,}1 + 0{,}59) = 98{,}30\,\%.$$

Eine Kontrolle der Konstante ergibt

$$\alpha = 2{,}56 \cdot 1{,}09 \cdot \left(\frac{14500 \cdot 1{,}46 \cdot 50}{10^6}\right)^{1,5} \cdot \sqrt{600 \cdot 0{,}333} = 43{,}0.$$

Berechnung der Kühlanordnung. Das Ölgefäß stellen wir aus Wellblech von dem in Fig. 229 angegebenen Profil her. Das erforderliche Ölgewicht pro KVA soll 2,75 kg betragen, so daß das totale Ölgewicht

$$600 \cdot 2{,}75 = 1650 \text{ kg}$$

ist. Dies entspricht bei einem spezifischen Gewicht des Öles von 0,89 einem Ölvolumen von

$$\frac{1650}{0{,}89} = \mathbf{1850 \text{ dm}^3.}$$

Digitized by Google

Das Volumen des Transformators beträgt ungefähr

$$2 \cdot 8{,}95 \cdot 5{,}30 = 95 \text{ dm}^3$$

$$3\,(15{,}58 \cdot 7{,}75) \cdot 0{,}87 = 315 \text{ dm}^3$$

$$\mathbf{410\ dm^3.}$$

Den Querschnitt des Ölgefäßes wählen wir nach Fig. 229. Dieser ist gleich

$$2 \cdot 3{,}6 \cdot 7{,}5 + 2 \cdot \frac{\pi}{4} \cdot 3{,}75 = 98{,}2 \text{ dm}^2.$$

Die ölbenetzte Höhe des Gefäßes ergibt sich somit zu

$$\frac{1860 + 410 + 42{,}5}{98{,}2} \cong 2{,}3 \text{ m},$$

wenn 42,5 dm^3 das Kühlschlangenvolumen ist.

Wir verwenden eine künstliche Kühlung durch Wasserzirkulation. Die gestreckte Länge der Kühlschlange erhalten wir nach Seite 187 gleich

$$L = \frac{W_e + W_k}{\pi \cdot d} \cdot a_{sch} = \frac{10146}{\pi \cdot 3{,}0} \cdot 5{,}5 \cong \mathbf{6000\ cm},$$

worin für $a_{sch} = 5{,}5 \text{ cm}^2$ pro Watt (s. S. 187) angenommen und der Berechnung ein Kupferrohr von 1,25 mm Wandstärke und 27,5 mm lichter Weite zu Grunde gelegt wurde.

Die erforderliche Wassermenge beträgt

$$50 \text{ bis } 80\ \frac{(W_e + W_k) \cdot 10^{-3}}{T} = 75 \cdot \frac{10{,}146}{45} \cong 17 \text{ Liter pro Minute,}$$

wenn als maximale Temperaturerhöhung des Transformators zirka 45° C. zugelassen wird.

Es sind nun noch der Leerlaufstrom und der Spannungsabfall des Transformators zu bestimmen.

a) Leerlaufstrom. Da wir in dem gewählten Beispiel die drei Säulen des Transformators in einer Ebene angeordnet haben, so erhalten wir für die einzelnen Phasen verschiedene Leerlaufströme. Da jedoch diese bei großen Transformatoren nicht stark voneinander abweichen, so soll hier nur gezeigt werden, wie man in einfacher Weise einen Mittelwert für alle drei Leerlaufströme berechnen kann.

Wir haben drei magnetische Kreise, die miteinander verkettet sind. Für zwei dieser Kreise, welche durch die mittlere Säule und eine der äußeren gehen, ergibt sich aus Fig. 229 der mittlere Kraftlinienweg in den Kernen zu

$$L_e = 150 \text{ cm}$$

Digitized by Google

und derjenige in den Jochen zu

$$L_j = 95{,}0 \text{ cm}$$

Der maximalen Induktion im Kern $B = 14500$ entspricht in der statischen Magnetisierungskurve für Eisenblech eine Amperewindungszahl von $aw_e = 22$ und der Jochinduktion $B_j = 12000$ eine solche von $aw_{ej} = 7{,}9$, also sind die Eisenamperewindungen

$$AW_e = L_e \cdot aw_e + L_j \cdot aw_{ej} = 150 \cdot 22 + 95 \cdot 7{,}9 = 4050$$

und die Stoßfugenamperewindungen

$$AW_l = 0{,}8 \cdot \delta \cdot B = 0{,}8 \cdot 0{,}02 \cdot 14500 = 232,$$

wenn wir für den Luftspalt δ der vier Stoßfugen 0,02 cm setzen.

Die primäre Suszeptanz wird nun

$$b_o = \frac{AW_e + AW_l}{\sqrt{2} \cdot {}^3/_2 \cdot P_1 \cdot w_1} = \frac{4050 + 232}{\sqrt{2} \cdot {}^3/_2 \cdot 2310 \cdot 164} = 5{,}33 \cdot 10^{-4}$$

und die primäre Konduktanz

$$g_o = \frac{W_e}{m \cdot P_1^2} = \frac{6600}{3 \cdot 2310^2} = 4{,}13 \cdot 10^{-4},$$

somit ergibt sich der Leerlaufstrom für diese beiden Kreise

$$J_o = P_1 \cdot y_o = P_1 \sqrt{b_o^2 + g_o^2} = 2310 \sqrt{(5{,}33 \cdot 10^{-4})^2 + (4{,}13 \cdot 10^{-4})^2}$$
$$= 1{,}55 \text{ Ampere},$$

also

$$\frac{P_1 \cdot y_o}{J_1} = 1{,}79\,^0/_0 \text{ des Primärstromes.}$$

Die Wattkomponente des Leerlaufstromes ist

$$\frac{P_1 \cdot g_o}{J_1} = 1{,}1\,^0/_0$$

und die wattlose Komponente

$$\frac{P_1 \cdot b_o}{J_1} = 1{,}415\,^0/_0 \text{ des Primärstromes.}$$

Für den magnetischen Kreis, der durch die beiden äußeren Säulen geht, erhalten wir einen Kraftlinienweg in den Kernen von

$$L_e = 150 \text{ cm}$$

und in den Jochen

$$L_j = 167 \text{ cm},$$

sodann ist

$$AW_e = 150 \cdot 22 + 167 \cdot 7{,}9 = 4620$$

und $AW_l = 232$.

Digitized by Google

Die primäre Suszeptanz wird dann

$$b_o = \frac{4620 + 232}{{}^3/_2 \sqrt{2} \cdot 2310 \cdot 164} = 6{,}03 \cdot 10^{-4},$$

während die primäre Konduktanz g_o unverändert bleibt.

Der Leerlaufstrom ergibt sich also für diesen Fall zu

$$J_o = 2310 \sqrt{(6{,}03 \cdot 10^{-4})^2 + (4{,}13 \cdot 10^{-4})^2} = 1{,}69 \text{ Ampere},$$

also

$$\frac{P_1 \cdot y_o}{J_1} = 1{,}94\,\% \text{ des Primärstromes.}$$

Die Wattkomponente und wattlose Komponente des Magnetisierungsstromes ergeben $1{,}1\,\%$ und $1{,}6\,\%$ des Primärstromes.

Im Mittel erhalten wir also einen Leerlaufstrom, der den Wert annimmt

$$\frac{2 \cdot 1{,}55 + 1{,}69}{3} = \mathbf{1{,}6\ Amp.},$$

also $1{,}84\,\%$ des Primärstromes.

b) Spannungsabfall. Aus Fig. 229 entnehmen wir

$$\Delta_1 = 2{,}25 \text{ cm}, \quad \Delta_2 = 1{,}7 \text{ cm} \quad \text{und} \quad \Delta = 2{,}25 \text{ cm},$$

dann wird

$$\Delta_m = \frac{1{,}7 + 2{,}25}{2} = 1{,}97 \text{ cm}.$$

Die Leitfähigkeit des Streuflusses wird dann

$$\lambda_m = \frac{\frac{\Delta_m}{3} + \frac{\Delta}{2}}{1{,}6 \cdot k_s \cdot l_s} = \frac{0{,}657 + 1{,}125}{1{,}6 \cdot 1{,}8 \cdot \frac{73{,}5}{2}} = 0{,}0168,$$

wenn die Länge aller Spulen pro Säule $l_s = \frac{73{,}5}{2}$ cm, und $k_s = 1{,}8$ eingesetzt wird.

Es wird somit die Kurzschlußreaktanz

$$x_x = 4\pi \cdot c \cdot w_1^2 \cdot \lambda_m \cdot U_m \cdot 10^{-8} = 4\pi \cdot 50 \cdot 164^2 \cdot 0{,}0168 \cdot 125 \cdot 10^{-8}$$
$$= \mathbf{0{,}355\ \Omega}$$

und hierin ist der mittlere Spulenumfang

$$U_m = \frac{U_1 + U_2}{2} = \frac{132 + 117}{2} = 125 \text{ cm}.$$

Für den Kurzschlußwiderstand erhält man:

$$r_k = r_1 + r_2 \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 = 0{,}082 + 0{,}00051 \left(\frac{164}{14}\right)^2 = 0{,}152\,\Omega,$$

Digitized by Google

also wird die Kurzschlußspannung gleich

$$P_k = J_1 \cdot z_k = J_1 \sqrt{r_k^2 + x_k^2} = \sqrt{0{,}152^2 + 0{,}355^2} = \mathbf{38{,}5\ Volt},$$

also

$$100 \cdot \frac{J_1 \cdot z_k}{P_1} = 1{,}67\,\% \text{ der Primärspannung.}$$

Die prozentuale Reaktanzspannung ist somit

$$100 \cdot \frac{J_1 \cdot x_k}{P_1} = 1{,}34\,\%$$

und die prozentuale Widerstandsspannung

$$100 \cdot \frac{J_1 \cdot r_k}{P_1} = 0{,}575\,\%.$$

56. Zusammenstellung der Formeln für die Berechnung eines Transformators.

Die nachfolgende Zusammenstellung der Formeln in der Tabelle entspricht einem Berechnungsformulare, wie es für die Berechnungsübungen der Studierenden der Elektrotechnik an der Karlsruher Hochschule in Gebrauch ist. Die Formeln sind so gruppiert, daß eine leichte Übersicht und Prüfung der berechneten Größen möglich ist. Ihre Aufeinanderfolge schließt sich möglichst dem stufenweisen Vorgange an, nach welchem die einzelnen Größen zu ermitteln sind. In dem hier wiedergegebenen Formulare sind die für den 20 KVA-Lichttransformator (Kerntype) berechneten Werte eingetragen.

Transformator.[1])

Einphasen-Transformator, *20* KVA, *50* Perioden,

.... Schaltung	.... Volt verkettet	$\frac{4000}{120}$	Volt pro Phase.
	.... Amp. Linienstrom	$\frac{5}{166{,}5}$	Amp. pro Phase.

1 = cos φ, *20* KW, *Kern*-Type, $\eta \simeq 97{,}5\,\%$ Wirkungsgrad.

Lichttransformator.

Prozentuale Verluste	im Eisen p_e	=	1,0 %
	im Kupfer p_k	=	1,5 %

[1]) Siehe ausführliche Berechnung dieses Transformators S. 240.

Digitized by Google

B . . . . . . $= 5500$, w_e . . . . . $=$ 1,0 Watt/kg

Eisengewicht pro KVA $= \frac{10\, p_e}{w_e} = E_i$ . . . $=$ 10 kg

Kupfergewicht pro KVA

$$= \frac{E_i}{(0{,}36 \text{ bis } 0{,}46) \frac{M_k}{M_e}} = K_u \quad . . . . = \quad 9{,}25 \text{ kg}$$

Kupferfüllungsfaktor f_k . . . . $=$ 0,35

Mittlere Stromdichte $s \simeq 1{,}96 \sqrt{\frac{p_k}{K_u}}$ . . . $=$ 0,79 Amp./mm²

$$C = \frac{\Phi}{J_1\, w_1} = \frac{1}{\beta} \left(\frac{E_i}{K_u}\right)^2 \cdot \frac{B\, f_k}{s} \quad . . . . . . = \quad 56$$

Krafttransformator.

Induktion B . . . . $=$ —

Mittlere Stromdichte s . . . . $=$ — Amp./mm²

Preisverhältnis $\frac{M_k}{M_e}$ . . . . $=$ —

$$C = \frac{\Phi}{J_1 \cdot w_1} = \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{B}{s} \cdot \frac{M_k}{M_e} \quad . . . . . . = \quad —$$

$$\alpha = \left(\frac{B \cdot s \cdot c}{10^6}\right)^{1,5} \cdot \sqrt{\text{KVA} \cdot f_k \cdot E_i \cdot K_u} \quad . . . . . . = \quad 28{,}0$$

Eisenkörper: Kraftfluß im Kern $\Phi =$

$$= \sqrt{\frac{\text{KVA} \cdot C}{44{,}4 \cdot c \cdot m}}\, 10^6 \quad . . . . = \quad 0{,}71 \cdot 10^6$$

Eisenverlust im Kern pro kg w_e . . . . . $=$ 1,0 Watt

Maximale Induktion im Kern B . . . . $= 5500$

Kernquerschnitt[1]) $Q = \dfrac{\Phi}{B \text{ bezw. } \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot B}$ . . $= 130$ cm²

Form des Kernquerschnittes . . . . . . $=$ *kreuzförmig*

Durchm. bezw. $\left\{\begin{array}{l}\text{Länge}\\ \text{Breite}\end{array}\right.$ der umschr. Fig. $= d =$ 15,0 cm

---

[1]) $Q = \frac{\Phi}{B}$ bei Einphasen- und Dreiphasentransformatoren mit in einer Ebene angeordneten Kernen.

$Q = \dfrac{\Phi}{\frac{\sqrt{3}}{2} B}$ bei Dreiphasentransformatoren mit elektromagnetischer Verkettung.

Digitized by Google

keine Luftschlitze zu		—	mm
Wärmeabgebender Umfang des Kernes U_e	=	52	cm
Spez. Abkühlungsfläche des Kernes $= \frac{128 \cdot U_e}{Q \cdot w_e} \cong$		51	cm²/Watt
Amperewindungszahl pro Phase $= J_1 w_1 = \frac{\Phi}{C}$	=	12700	
Amperewindungszahl pro Kern[1]) $= \frac{J_1 w_1 + J_2 w_2}{2 \text{ bezw. } 1} \cong (1 \text{ bezw. } 2) \cdot J_1 w_1$.	=	12700	
Amperewindungszahl pro cm Kernhöhe AS	=	220	
Kernhöhe[2]) $h \cong \frac{(1 \text{ bezw. } 2) J_1 w_1}{AS}$	=	59	cm
Spez. Abkühlungsfläche des Spulenmantels $\cong \frac{6000 \text{ bis } 7000}{AS \cdot s}$	=	37	cm²/Watt
Freie Wicklungsbreite[3]) $\frac{(2 \text{ bezw. } 4) J_1 w_1}{100\, s\, h\, f_k} \sim a$	=	16	cm
Kraftfluß im Joch[4]) $\frac{\Phi}{1 \text{ bezw. } 2 \text{ bezw. } \sqrt{3}} = \Phi_j$	=	$0{,}71 \cdot 10^6$	
Maximale Induktion im Joch B_j	=	5500	
Eisenverlust pro kg w_{ej}	=	1,0	Watt
Jochquerschnitt $\frac{\Phi_j}{B_j} = Q_j$	=	130	cm²
Totales Eisengewicht G_e	=	209	kg
Eisengewicht pro KVA E_i	=	10,45	kg

[1]) $J_1 \cdot w_1$ bei Einphasentransformatoren mit zwei bewickelten Kernen.
$2 J_1 \cdot w_1$ bei Mehrphasentransformatoren.

[2]) $h \cong \frac{J_1 w_1}{AS}$ bei Einphasentransformatoren mit zwei bewickelten Kernen.

$h \cong \frac{2 \cdot J_1 w_1}{AS}$ bei Mehrphasentransformatoren.

[3]) $a = \frac{2 \cdot J_1 w_1}{100 \cdot s \cdot h \cdot f_k}$ bei Einphasentransformatoren.

$a = \frac{4 \cdot J_1 w_1}{100 \cdot s \cdot h \cdot f_k}$ bei Mehrphasentransformatoren.

[4]) $\Phi_j = \Phi$ bei Einphasenkern- und bei Dreiphasentransformatoren mit in einer Ebene angeordneten Kernen.

$\Phi_j = \frac{\Phi}{2}$ bei Manteltransformatoren.

$\Phi_j = \frac{\Phi}{\sqrt{3}}$ bei Dreiphasentransformatoren mit ringförmigem Joche.

Digitized by Google

Jochdimensionen { Höhe . . . . = 11,2 cm
Breite . . . . = 13 „
Länge . . . . = 44 „

Dicke des Eisenbleches Δ . . . . = 0,35 mm

Gewicht der Kerne . . . . = 119 kg

Gewicht der Joche . . . . = 90 kg

Verluste in den Kernen . . . . = 119 Watt

Verluste in den Jochen . . . . = 90 „

Totale Eisenverluste W_e . . . . = 209 „

Prozentuale Eisenverluste $p_e = \frac{W_e}{10\,\text{KVA}}$. = 1,045 %

Wicklungsart: *Cylinderwicklung; Niederspannungswicklung innen, Hochspannungswicklung außen.*

Hochspannung:

Windungszahl pro Phase $w_1 = \frac{\Phi}{C J_1}$ . . . . = 2600

Stromdichte s_1 . . . . = 0,71 Amp./mm²

Leiterquerschnitt $\frac{J_1}{s_1} = q_1$ . . . . = 7,03 mm²

Leiterdimensionen $\frac{\text{nackt}}{\text{isoliert}}$ ϕ . . . . . . = $\frac{3{,}0}{3{,}5}$ mm

Anzahl der Spulen pro Kern . . . . . . = 5

Windungen pro Spule: *260, 8 Lagen zu 30 Windungen und 1 Lage zu 20 Windungen.*

Maximale Spannung zwischen benachbart liegenden Windungen . . . . = 92,5 Volt

Maximale Spannung zwischen benachbart liegenden Spulen . . . . = 400 Volt

Isolation der Spulen: *Jede Spule dreimal mit halbüberdeckendem, geöltem Baumwollband umwickelt. Ganze Spule getränkt. Zwischen den Spulen 3 mm Preßspanscheiben.*

Mittlere Windungslänge l_1 . . . . = 78,5 cm

Effektiver Widerstand pro Phase

$$= k_r \left(\frac{1 + 0{,}004\,T}{5700}\right) \cdot \frac{l_1 w_1}{q_1} = r_1 \quad . \; . \; . \; . \quad = 6{,}7 \text{ Ohm}$$

Kupferverlust pro Phase $W_{k1} = J_1^2 \cdot r_1$ . . . = 168 Watt



Kupfergewicht pro Phase
$= 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot w_1 \cdot l_1 \cdot q_1 = G_{k1}$ . . . . $= 127$ kg

Totales Kupfergewicht $G_k = m\,(G_{k1} + G_{k2})$ $= 203$ „

Kupfergewicht pro KVA $= K_u$ . . . . . . $= 10{,}1$ „

Niederspannung:

Windungszahl pro Phase $w_2 = w_1 \cdot \frac{E_2}{E_1}$ . . $= 78$

Stromdichte s_2 . . . . $= 0{,}86$ Amp./mm²

Leiterquerschnitt $\frac{J_2}{s_2} = q_2$ . . . . $= 195$ mm²

Leiterdimensionen nackt . . . . . $(3{,}5 \times 27{,}8) \cdot 2$ mm

Anzahl der Spulen pro Kern . . . . . . = *eine*

Windungen pro Spule: *39, in 2 Lagen zu je 19 bezw. 20 Windungen.*

Maximale Spannung zwischen benachbart liegenden Windungen . . . . = 60 Volt

Maximale Spannung zwischen benachbart liegenden Spulen . . . . = — Volt

Isolation der Spulen: *Spule dreimal mit halbüberdeckendem, geöltem Baumwollband umwickelt. Ganze Spule in Isolierlack getränkt.*

Mittlere Windungslänge l_2 . . . . $= 56{,}5$ cm

Effektiver Widerstand pro Phase
$= k_r \cdot \left(\frac{1 + 0{,}004 \cdot T}{5700}\right) \cdot \frac{l_2\, w_2}{q_2} = r_2$ . . $= 0{,}0052$ Ohm

Kupferverlust pro Phase $W_{k2} = J_2^{\,2} \cdot r_2$ . . $= 144$ Watt

Kupfergewicht pro Phase
$= 8{,}9 \cdot 10^{-5} \cdot w_2 \cdot l_2 \cdot q_2 = G_{k2}$ . . . . $= 76$ kg

Totale Kupferverluste
$= m\,(W_{k1} + W_{k2}) = W_k$ . . . . . . $= 313$ Watt

Prozentuale Kupferverluste $p_k = \frac{W_k}{10 \cdot \mathrm{KVA}}$ $= 1{,}56\,\%$

Kühlmethode: *natürliche Luftkühlung.*

Ölgewicht pro KVA . . . . = — kg

Gesamtes Ölgewicht . . . . = — kg

Ölvolumen . . . . = — dm³

Volumen des Ölgefäßes . . . . = — dm³

Wellbech (Rippenguß)-Profil . . . . . . = —

Digitized by Google

Kühlwassermenge

$= 50 \text{ bis } 80 \cdot \frac{(W_e + W_k) \cdot 10^{-3}}{T} = Q'_m$. = — l/Min.

Kühlschlangenlänge L . . . . = — cm

Lichte Weite, Wandstärke } der Kühlschlange . . . . = — mm

Luftmenge

$= 1,2 \text{ bis } 2,5 \frac{(W_e + W_k) \cdot 10^{-3}}{T} = Q_m$. = — m³/sek.

Leistung des Ventilators

$\frac{Q_m \cdot h_l}{\eta_{vent}} (18 \text{ bis } 22) = W_{vent}$ . . . . . . = — Watt

Abkühlfläche des Transformatorkörpers A_T = 22560 cm²

Abkühlfläche des Ölgefäßes A_g . . . . = — cm²

Oberfläche der Kühlschlange A_{sch} . . . . = — cm²

$a_T = \frac{A_T}{W_e + W_k}$ . . . . = 43 cm²/Watt

$a_g = \frac{A_g}{W_e + W_k}$ . . . . = — „

$a_{sch} = \frac{A_{sch}}{W_e + W_k}$ . . . . = — „

$T_T = \frac{1600 \text{ bis } 2000}{a_T}$ . . . . . = 40 °C.

$T_T - T_{öl} = \frac{800 \text{ bis } 1200}{a_T}$ . . . . . = — °C.

$T_{öl} = \frac{1300 \text{ bis } 1700}{a_g}$ . . . . . = — °C.

Verluste und Wirkungsgrad.

Bei Volllast und $\cos\varphi = 1$ Summe der Verluste $W_e + W_k + W_{vent}$ . . . . = 521 Watt

Wirkungsgrad bei Volllast . . . . = 97,4 %

Wirkungsgrad bei ³/₄-Last . . . . = 97,5 %

Wirkungsgrad bei ¹/₂-Last . . . . = 97,2 %

Wirkungsgrad bei ¹/₄-Last . . . . = 94,5 %

Digitized by Google

Leerlaufstrom.

Mittlerer Kraftlinienweg im Eisen L_e . . . . $= 197$ cm

Eisenamperewindungen $AW_e = L_e\, aw_e$ . . . $= 177$

Stoßfugenamperewindungen $AW_l = 0{,}8\,\delta \cdot B$. $= 88$

Primäre Suszeptanz[1])

$$= \frac{AW_e + AW_l}{\sqrt{2} \cdot P_1 \cdot w_1 \text{ bezw. } \frac{3}{2} \sqrt{2} \cdot P_1 \cdot w_1} = b_o = 1{,}805 \cdot 10^{-5}$$

Primäre Konduktanz $= \dfrac{W_e}{m\,P_1^{\,2}} = g_o$ . . . . . $= 1{,}305 \cdot 10^{-5}$

Leerlaufstrom $J_o = P_1\, y_o = P_1 \cdot \sqrt{b_o^{\,2} + g_o^{\,2}}$ . . $= 0{,}089$ Amp.

$100 \cdot \dfrac{P_1 \cdot b_o}{J_1}$ . . . . $= 1{,}045\,\%$

$100 \cdot \dfrac{P_1 \cdot g_o}{J_1}$ . . . . $= 1{,}44\,\%$

$100 \cdot \dfrac{P_1 \cdot y_o}{J_1}$ . . . . $= 1{,}78\,\%$

Spannungsabfall.

Magnetische Leitfähigkeit des Streuflusses λ_m $= 0{,}0087$

Spulenhöhe l_s . . . . $= 57$ cm

Mittlerer Spulenumfang U_m . . . . $= 65{,}7$ cm

Kurzschlußreaktanz

$$= 4\pi \cdot c \cdot w_1^{\,2} \cdot \lambda_m \cdot U_m\, 10^{-8} = x_k \quad \ldots = 24{,}3 \text{ Ohm}$$

Kurzschlußwiderstand $r_k = r_1 + r_2 \cdot \left(\dfrac{w_1}{w_2}\right)^2$ . . $= 12{,}5$ Ohm

Kurzschlußspannung

$$P_k = J_1 \cdot z_k = J_1 \cdot \sqrt{r_k^{\,2} + x_k^{\,2}} \quad \ldots = 136 \text{ Volt}$$

$100 \cdot \dfrac{J_1\, x_k}{P_1}$ . . . . $= 3{,}04\,\%$

$100 \cdot \dfrac{J_1 \cdot r_k}{P_1}$ . . . . $= 1{,}56\,\%$

$100 \cdot \dfrac{J_1 \cdot z_k}{P_1}$ . . . . $= 3{,}41\,\%$

---

[1]) $b_o = \dfrac{AW_e + AW_l}{\sqrt{2}\, P_1\, w_1}$ bei Einphasentransformatoren.

$b_o = \dfrac{AW_e + AW_l}{\frac{3}{2} \sqrt{2} \cdot P_1\, w_1}$ bei Dreiphasentransformatoren.

Digitized by Google

Bemerkungen: ....

....

....

....

Die in den Abschnitten 54 und 55 durchgerechneten Beispiele sollen ferner noch durch die in den Haupttabellen im Anhang angegebenen Transformatoren No. 14 bis 25 ergänzt werden. Die zu sammengestellten Werte beziehen sich auf:

Lichttypen von 20 KVA Einphasen- und
60 „ Dreiphasentransformatoren und

Krafttypen von 200 KVA Einphasen- und
600 „ Dreiphasentransformatoren.

Die Berechnung erfolgte für die gleiche Primärspannung von 4000 Volt und die Sekundärspannungen von 110 bezw. 330 Volt. Die Typen, für welche die Berechnungen durchgeführt wurden, entsprechen den derzeit am gebräuchlichsten Ausführungsformen, bei welchen eine gute Ausnutzung des aktiven Materials möglich ist. Als Kühlmethoden wurden für diese Transformatoren die der Höhe der Spannung entsprechende und bei der betreffenden Type am zweckmäßigsten anzubringende Anordnung angegeben.

Digitized by Google

Fünfzehntes Kapitel.

Die experimentelle Untersuchung eines Transformators.

57. Die Eisenverluste im Transformator. — 58. Die Kupferverluste im Transformator. — 59. Bestimmung des Wirkungsgrades und Untersuchung der Wirkungsweise eines Transformators. — 60. Beispiel für die Untersuchung eines Transformators.

57. Die Eisenverluste im Transformator.

Trennung der Verluste im Eisen. Bringen wir auf einen aus lamellierten Eisenblechen bestehenden Rahmen eine bestimmte Anzahl von Windungen w_1 und lassen auf den nach Fig. 230 geschalteten Stromkreis die Wechselstromspannung P wirken, so wird die mit dem Wattmeter gemessene Leistung, abzüglich der Verluste im Kupfer, zur Deckung der im Eisen auftretenden Verluste verbraucht. Sind die Kupferverluste gegenüber den Eisenverlusten nicht zu vernachlässigen, dann kann man dieselben aus dem Strome i und dem Ohmschen Widerstande der Wicklung berechnen.

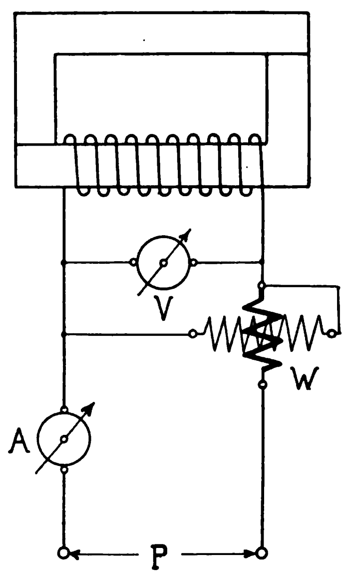


Fig. 230. Messung der Eisenverluste.

Sei W_e der auf die Eisenverluste entfallende Teil, so ist

$$W_e = \left\{\sigma_h \cdot \frac{c}{100} \cdot \left(\frac{B}{1000}\right)^{1,6} + \sigma_w \cdot \left(\varDelta \frac{c}{100} \cdot \frac{f_E \cdot B}{1000}\right)^2\right\} \cdot V_e \quad . \quad (82)$$

Digitized by Google

Wir zerlegen sonach die Eisenverluste in einen Teil proportional mit der Periodenzahl und der 1,6 Potenz der maximalen Eiseninduktion und in einen Teil proportional mit dem Quadrate der Periodenzahl und dem Quadrate der Induktion.

Beobachten wir die Eisenverluste, indem wir

$$B = \frac{\Phi}{Q} = \frac{E \cdot 10^8}{4 \cdot f_E \cdot c \cdot w_1 \cdot Q} = \frac{10^8}{4 \cdot w_1 \cdot Q \cdot f_E} \cdot \left(\frac{E}{c}\right) = \textbf{konst.} \left(\frac{E}{c}\right) \quad (83)$$

konstant halten und die Periodenzahl c variieren, so erhalten wir die Eisenverluste als Funktion der Periodenzahl. $W_e = f(c)$.

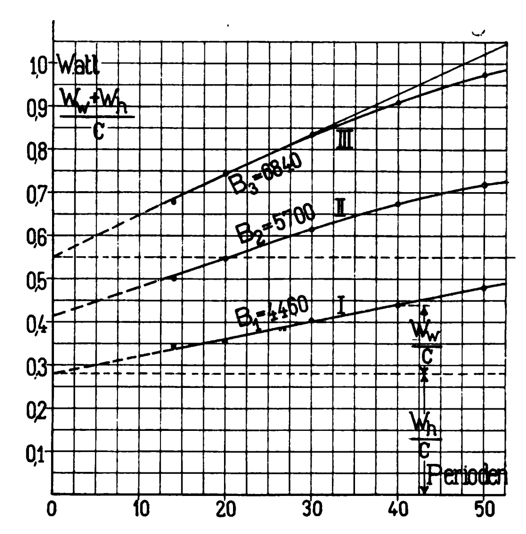


Fig. 231. Hysteresis- und Wirbelstromverluste als Funktion der Periodenzahl.

Durch Division durch die Periodenzahl

$$\frac{W_e}{c} = \frac{W_h + W_w}{c} = \left\{\sigma_h \cdot \frac{1}{100} \cdot \left(\frac{B}{1000}\right)^{1,6} + \sigma_w \cdot c \cdot \left(\frac{\Delta}{100} \cdot \frac{f_E \cdot B}{1000}\right)^2\right\} V_e,$$

ergeben sich die Eisenverluste pro Periode. Letztere wieder als Funktion von c aufgetragen stellen eine gerade Linie dar. Für jeden Wert von B, also jedes Verhältnis von $\left(\frac{E}{c}\right)$, erhält man eine neue Kurve (Fig. 231). Verlängert man eine solche Kurve bis zum Schnitt mit der Ordinatenachse, so gibt der Ordinatenabschnitt den mit der Periodenzahl proportionalen Verlust pro Periode $\frac{W_h}{c}$.

Digitized by Google

Es wird also

$$\sigma_h = \frac{W_h}{\frac{c}{100} \cdot \left(\frac{B}{1000}\right)^{1,6} \cdot V_e} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (84)$$

Die Wirbelstromkonstante ergibt sich dann zu

$$\sigma_w = \frac{W_w}{\left(\Delta \cdot \frac{c}{100} \cdot \frac{f_E \cdot B}{1000}\right)^2 \cdot V_e} \quad . \quad . \quad . \quad (85)$$

Man kann sonach durch Messung des Effektes bei konstanter Induktion im Eisen, aus der Berechnung von σ_h und σ_w eine Beurteilung des magnetischen Verhaltens einer Eisensorte gewinnen.

Bei den höheren Induktionen und zunehmender Periodenzahl weichen die für die Verluste pro Periode gefundenen Kurven von einer Geraden ab, siehe Fig. 231 Kurve III. Dieses Verhalten entspricht einer dämpfenden Wirkung der Wirbelströme in der Weise, daß mit zunehmender Periodenzahl keine Proportionalität mehr zwischen Wirbelstromverlusten und dem Quadrate der Periodenzahl besteht. Dieses Verhalten kann für Untersuchungen, die Grundlagen für die Vorausberechnung der Verluste liefern sollen, dadurch berücksichtigt werden, daß man die Wirbelstromkonstante σ_w nur innerhalb bestimmter Grenzwerte der Frequenz als tatsächlich konstant ansieht und für diese die verschiedenen experimentell ermittelten Werte angibt.

Versuchsanordnungen für die Prüfung von Eisenblech. Zur Eisenuntersuchung werden besondere Apparate verwendet, deren magnetische Kreise ausschließlich Eisen der zu prüfenden Qualität enthalten sollen, und die alle auf dem vorher beschriebenen Prinzipe beruhen.

Der Verband Deutscher Elektrotechniker schlägt in seinen Normalien für die Prüfung von Eisenblechen die in Fig. 232 dargestellte Anordnung vor.

Der magnetische Kreis wird aus vier Kernen von je 500 mm Länge, 300 mm Breite und mindestens $2^1/_2$ kg Gewicht zusammengesetzt. Die einzelnen Bleche sind durch Seidenpapier voneinander isoliert. Die Eisenkerne werden durch Holzbacken in ihrer Lage fixiert. An den Stoßstellen sind sie durch eine Preßspanschicht von 0,15 mm getrennt. Bei dem Zusammenbau ist darauf zu achten, daß die Kerne möglichst gut aneinanderpassen. Die richtige Montierung gibt bei Stromschluß das geringste Geräusch und erfordert den ge-

Digitized by Google

ringsten Magnetisierungsstrom. Die Magnetspulen bestehen aus Preßspanhülsen, auf welchen je 150 Windungen von 14 mm^2 Drahtquerschnitt aufgebracht sind.

Die Blechkerne sollen nach diesen Vorschriften aus einer Probe von 4 Tafeln entnommen werden, die zusammen mindestens 10 kg wiegen. Aus dem mit dem Wattmeter bestimmten Gesamtverlust im Eisen, ist die sogenannte Verlustziffer, d. i. der Verlust für $B = 10000$ und 50 Perioden in Watt pro kg anzugeben. Für das

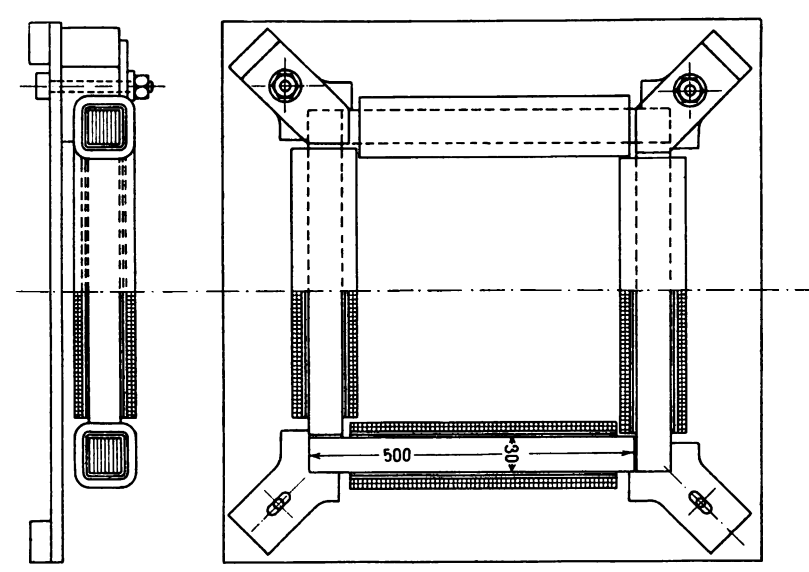


Fig. 232. Apparat zur Untersuchung von Eisenblechen.

spezifische Gewicht des Eisens wird, wenn nicht besondere Vorschriften vorliegen, 7,77 angenommen.

Die E.-A.-G. Schuckert & Co. (Apparat von Möllinger) vermeidet für die fabrikationsmäßige Prüfung von Eisenblechen die Stoßfugen und verwendet Probepakete, die aus gestanzten Eisenblechringen (Fig. 233), bestehen. Diese Ringe sind durch Papiereinlagen isoliert und zu einem Pakete vereinigt. Mittels dreier Fiberbolzen wird der so gebildete Ring zusammengepreßt (s. Möllinger, ETZ 1901, S. 379). Jede einzelne Windung des Magnetisierungsapparates besteht aus einem flexiblen Kabel, das an einem Ende einen Kontaktstöpsel trägt, während das andere Ende als Röhrchen ausgebildet in einer Grundplatte aus Fiber eingebaut ist. Je 10 Stöpsel sind immer wieder durch ein Fiberstück vereinigt. Ist das Paket in den Apparat eingelegt, so wird durch

Digitized by Google

Einstecken der Stöpselstücke in die entsprechenden Röhrchen die Wicklung geschlossen. Der Apparat ist so dimensioniert, daß immer eine Blechprobe von 10 kg untersucht werden kann.

Für die Firma Siemens & Halske in Wien konstruierte Ing. R. Richter einen Eisenprüfapparat, bei welchem ganze Blechtafeln auf einmal untersucht werden können (Fig. 234). In einer aus zwei Holzwänden *W* (Fig. 235 a, b) und den Distanzbalken *D* zusammengesetzten Trommel ist die Magnetisierungswicklung *w* so eingebaut, daß sie fast den ganzen Umfang eines Cylindermantels umschließt, welcher von den zu prüfenden Blechen gebildet wird.

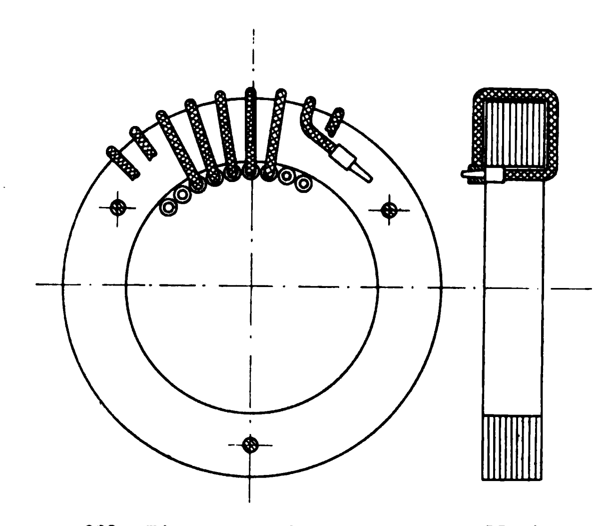


Fig. 233. Eisenuntersuchungsapparat von Möllinger.

Die Balken *B* sind zum Auf- und Niederklappen eingerichtet. Sollen die Bleche in den Apparat eingelegt werden, so umgibt man zunächst das vordere Ende derselben mit einem Holzschuhe (Fig. 235 c), der die Führung der Bleche in den in den Wänden eingedrehten Nuten *N* vermittelt. Nach Herstellung der Stoßfuge werden die Balken *B* niedergeklappt und halten die herausfedernden Blechenden fest.

Die Stoßfuge wird entweder nach Fig. 236 a oder Fig. 236 b gebildet. Die letztere Anordnung gibt eine bessere Kraftlinienverteilung, doch beträgt nach Angabe von Richter der Unterschied im Wattverbrauch gegenüber der Stoßfuge Fig. 236 a nur ca. 1 %.

Digitized by Google

Die Bleche können entweder auf ihrer ganzen Oberfläche isoliert sein oder nur an den Blechkanten, die in der Führungsnut liegen. Der Wattverbrauch bei sonst gleichen Verhältnissen ist bei über die ganze Oberfläche isolierten Blechen nur um ca. $2^0/_0$ geringer als bei der Anordnung, bei welcher nur die Blechkanten isoliert sind.

Die induzierende EMK ergibt sich nach Abzug des Spannungs-



Fig. 234. Eisenuntersuchungsapparat von R. Richter.

abfalles infolge des effektiven Widerstandes und der Luftreaktanz folgendermaßen: Man läßt auf die Magnetisierungswicklung des nicht mit Blechen gefüllten Apparates eine solche Spannung einwirken, daß in ihr der normale Strom fließt. Die so einregulierte Spannung ist dann $e = i \cdot z$ und die zugeführte Leistung $w = i^2 \cdot r$.

Aus $\sqrt{z^2 - r^2} = x$ erhält man die Luftreaktanz. Wurde bei dem mit Blechen gefüllten Apparat bei einer Klemmenspannung P und einem um den Winkel φ gegen P verschobenen Strom die Wattmeterablesung $(W_e + J^2 \cdot r_{eff})$ erhalten, so findet sich nach dem

Digitized by Google

Diagramm Fig. 237 die der Induktion B entsprechende EMK E, indem man von P, $J \cdot r$ und $J \cdot x$ geometrisch subtrahiert, oder

$$E = \sqrt{(P\cos\varphi - J\cdot r)^2 + (P\sin\varphi - J\cdot x)^2}.$$

Der Richtersche Apparat sollte hauptsächlich die Untersuchung ganzer Blechtafeln ermöglichen. Dieser Vorteil wäre jedoch erst

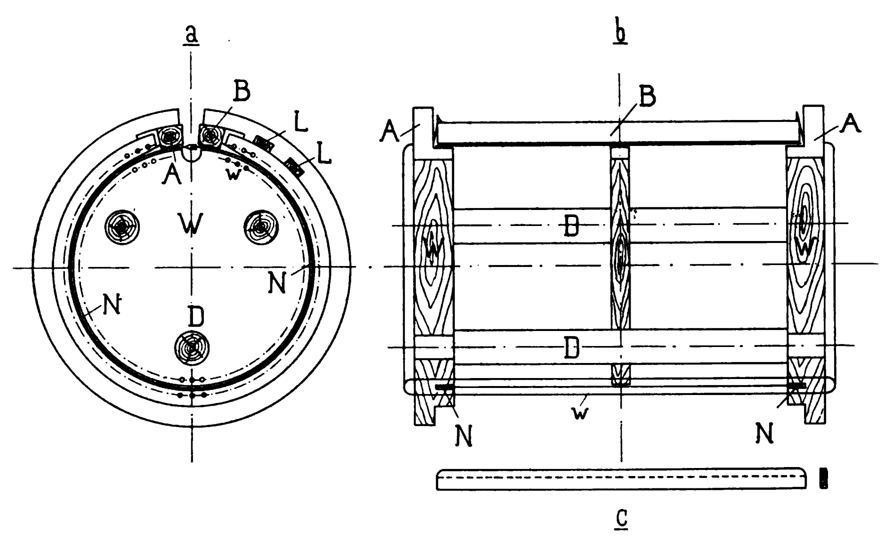


Fig. 235. Eisenuntersuchungsapparat von R. Richter.

dann von größerer Bedeutung, wenn eine einheitliche Normalisierung der Tafelgrößen durchzuführen wäre. Wie sich ferner durch vergleichende Messungen, welche durch den Verband Deutscher Elektrotechniker vorgenommen wurden, zeigte, sind die mit dem Richterschen Apparat gemessenen Verluste durchschnittlich größer als die bei gleichen Blechsorten mit den beiden vorherbeschriebenen Apparaten erhaltenen.

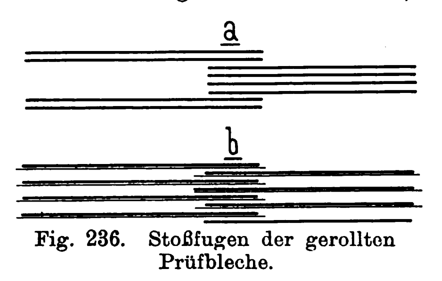


Fig. 236. Stoßfugen der gerollten Prüfbleche.

Der Leerlaufversuch. Die Eisenverluste im Transformator bestimmt man durch den Leerlaufversuch.

Auf den primären bezw. sekundären Stromkreis läßt man die Spannung einer Wechselstromquelle einwirken, während der sekundäre bezw. primäre Stromkreis offen bleibt (Fig. 238). Da die Eisenverluste in Abhängigkeit von der Belastung nahezu konstant

Digitized by Google

bleiben, so genügt es, die dem leerlaufenden Transformator zugeführte Energie W_0 zu messen, wenn die Spannung pro Phase

$$E_2 = \frac{w_2}{w_1} \cdot E_1 = \frac{1}{u} \cdot E_1$$

auf ihren Wert bei Leerlauf einreguliert wird.

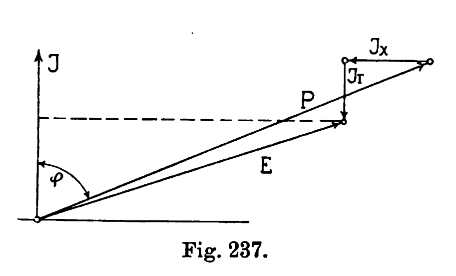


Fig. 237.

Die gesamte dem leerlaufenden Transformator bei der Spannung E_1 bezw. E_2 zugeführte Energie ist dann gleich den Leerlaufverlusten

$$W_e + J_0^2 \cdot r_1 = W_0.$$

Wegen des kleinen Leistungsfaktors $\cos \varphi_0 = \frac{W_0}{J_0 \cdot E_1}$ wird man bei größeren Transformatoren mit den gewöhnlich geteilten Wattmetern nicht ausreichen. Es wird daher in diesem Falle notwendig sein, besondere Wattmeter zu verwenden, deren Spulenteilung und Torsionsfedern für eine kleine Leistung bestimmt sind und deren Stromspulen den entsprechend großen Leerlaufstrom vertragen können.

Das magnetische Verhalten des Eisens im Transformator kann nun ebenso wie das von Blechen untersucht werden. Indem man den Leerlaufeffekt des Transformators bei konstanter Induktion, also konstantem Verhältnisse $\left(\frac{E_1}{c}\right)$ mißt, und die Periodenzahl variiert, kann man die Trennung der Eisenverluste in die mit der Periodenzahl proportionalen und die mit dem Quadrate derselben variierenden Verluste durchführen.

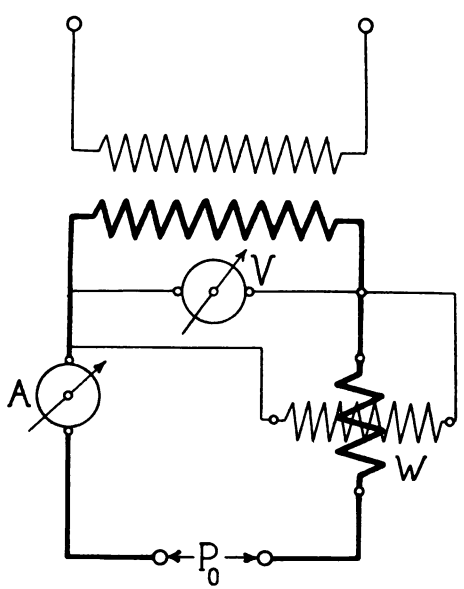


Fig. 238. Schaltungsanordnung zum Leerlaufversuch.

Die Trennung der Verluste bei konstanter Periodenzahl nach den mit $B^{1,6}$ bezw. $E^{1,6}$ und den mit B^2 bezw.

Digitized by Google

E^2 variierenden Verlusten führt zu ungenauen Resultaten, da durch die Änderung der Induktion auch die Spannungskurve verändert wird. Durch die Messung ist uns direkt nur der Effektivwert zugänglich und somit die Bestimmung von B verhältnismäßig unsicher.

Bei symmetrischen Mehrphasentransformatoren genügt es, die Wattmeterablesung nur für eine Phase durchzuführen. Bei unsymmetrischen Anordnungen hingegen, muß wegen der ungleichen Induktion in den einzelnen Kernen der gesamte zugeführte Effekt gemessen werden.

Durch die Messung des Leerlaufeffektes und des Leerlaufstromes sind wir nun in der Lage folgende Konstanten des Transformators zu bestimmen:

Die primäre Admittanz des Transformators aus der Spannung P_0 und dem Leerlaufstrome J_0 gleich

$$y_0 = \frac{J_0}{P_0},$$

Die primäre Konduktanz aus den totalen Eisenverlusten

$$g_0 = \frac{W_e}{m \cdot P_0^2}$$

und die primäre Suszeptanz aus der Admittanz und Konduktanz

$$b_0 = \sqrt{y_0^2 - g_0^2}.$$

58. Die Kupferverluste im Transformator.

Die Ohmschen Widerstände der Wicklungen werden aus den Spannungsabfällen, die ein durch die Primär- bezw. Sekundärwicklung geschickter Gleichstrom erzeugt, berechnet.

Der Kurzschlußversuch. Den effektiven Widerstand oder Kurzschlußwiderstand $r_k = r_1 + r_2 \cdot u^2$ findet man durch den Kurzschlußversuch.

Indem man nach Fig. 239 die Niederspannungswicklung durch ein Amperemeter von möglichst geringem Widerstand kurzschließt, mißt man die Spannung P_k, die auf die Hochspannungswicklung einwirken muß, damit in der Niederspannungswicklung der Strom $J = J_k$ fließt. Es ist dann

$$P_k = J_k \cdot z_k \text{ oder } z_k = \frac{P_k}{J_k} = \sqrt{r_k^2 + x_k^2},$$

wobei z_k die Kurzschlußimpedanz des Transformators darstellt.

Digitized by Google

Mißt man gleichzeitig mit einem Wattmeter W den dem kurzgeschlossenen Transformator zugeführten Effekt, so sind die Kupferverluste

$$W_k = J_k^2 \cdot r_k$$

und der effektive oder Kurzschlußwiderstand

$$r_k = \frac{W_k}{J_k^2} = r_1 + r_2 u^2.$$

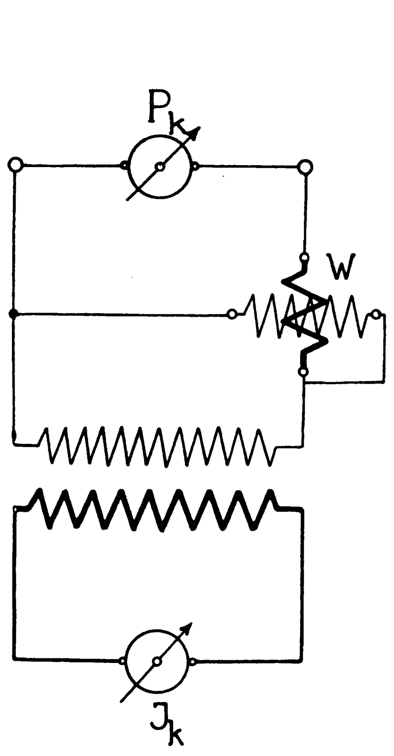


Fig. 239. Schaltungsanordnung zum Kurzschlußversuch.

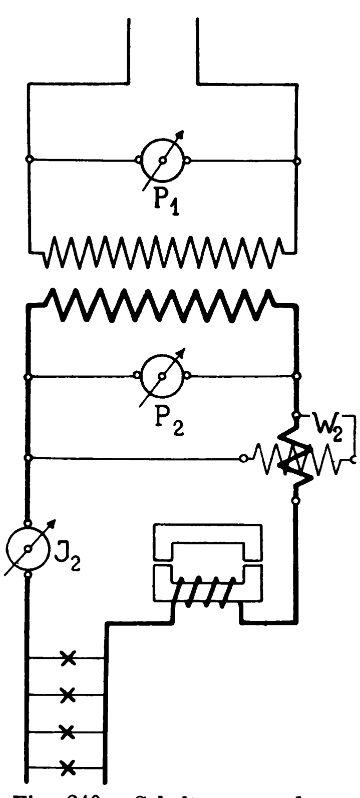


Fig. 240. Schaltungsanordnung zur direkten Bestimmung des Spannungsabfalles.

Die Kurzschlußreaktanz ergibt sich dann zu

$$x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2}.$$

Der durch die Wattmetermessung bestimmte Widerstand r_k wird infolge der Wirbelströme größer als der aus einer Messung mit Gleichstrom erhaltene Widerstand $r_g = r_{g1} + r_{g2} \cdot u^2$ sein.

Gewöhnlich ist $r_k = 1{,}05$ bis $1{,}25 \cdot r_g$.

Digitized by Google

Durch den Leerlauf- und Kurzschlußversuch haben wir nun sämtliche Größen ermittelt, die für die graphische Aufzeichnung des Leerlauf- und Kurzschlußdiagrammes erforderlich sind.

Wir können nun nach Abschnitt 19. aus diesen Diagrammen den jeder Belastung und Phasenverschiebung entsprechenden prozentualen Spannungsabfall, die prozentuale Stromzunahme und die Veränderung der primären Phasenverschiebung entnehmen.

Direkte Bestimmung des Spannungsabfalles. Den Spannungsabfall eines Transformators kann man in der Weise direkt erhalten, daß man bei konstanter Primärspannung die Abhängigkeit zwischen Belastungsstrom und Sekundärklemmenspannung beobachtet. Die graphische Aufzeichnung dieser Abhängigkeit bezeichnet man als äußere Charakteristik des Transformators. Dieselbe kann entweder bei konstanter sekundärer Phasenverschiebung φ_2 und veränderlichem Strome J_2 oder bei konstantem Sekundärstrome und variabler Phasenverschiebung aufgenommen werden.

Die induktive Belastung erhält man durch Einschalten von Drosselspulen mit variablem Luftzwischenraume (Fig. 240) oder dadurch, daß man den Transformator mit einem Synchronmotor belastet und durch Änderung der Erregung des Synchronmotors beliebige Phasenverschiebungen einstellt.

Die direkte Bestimmung des Spannungsabfalles ist ungenau, da hier für die Messung der Hoch- und Niederspannung zwei vollständig zusammenstimmende Instrumente erforderlich sind. Das genaue Ablesen der konstant zu haltenden Hochspannung in dem Hochspannungsvoltmeter ist schwierig. Eine Korrektur für den Fall, daß die Hochspannung nicht konstant bleibt, kann folgendermaßen angebracht werden. Ist z. B. für eine Ablesung die Primärspannung um $\varDelta P_1$ höher als die normale, so wird auch die abgelesene Sekundärspannung um $\varDelta P_2$ höher als die der normalen Primärspannung entsprechende sein. Von der abgelesenen Sekundärspannung haben wir den Wert

$$\frac{1}{u} \cdot \varDelta P_1$$

abzuziehen.

Um die Größe des Spannungsabfalles $J_2 z_k$ bei irgend einem Belastungszustand direkt zu messen, kann man die Gegenschaltung (Heinke, Wechselstrommessungen und Bragstad, ETZ 1901, S. 822) anwenden. Man benötigt zu derselben einen zweiten Transformator, der ganz das gleiche Übersetzungsverhältnis wie der zu untersuchende Transformator besitzt. Die Schaltungsanordnung ist in Fig. 241 dargestellt. In der Stellung 1 des Volt-

Digitized by Google

meterumschalters mißt man die sekundäre Klemmenspannung P_2 und im Wattmeter die sekundär abgegebene Leistung $P_2 J_2 \cos\varphi_2 = W_2$.

In der Stellung 2 mißt man die primäre Spannung reduziert auf die Sekundärspannung, also $P_1 \cdot \frac{w_2}{w_1}$ und in der Stellung 3 die vektorielle Differenz der Spannungen P_2 und $P_1 \frac{w_2}{w_1}$ oder den Spannungsverlust $J_2 \cdot z_k$ und im Wattmeter den Effektverlust $J_2^2 \cdot r_k$.

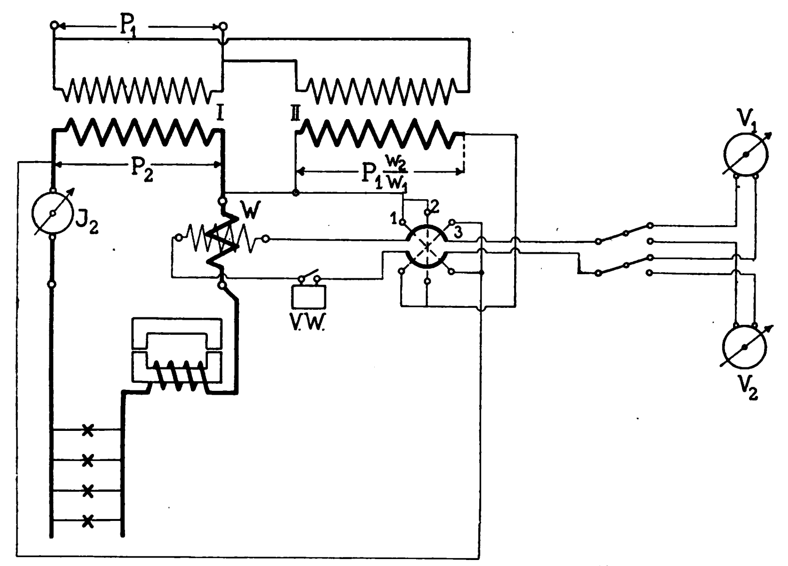


Fig. 241. Bestimmung des Spannungsabfalles durch Gegenschaltung.

Da die zu messenden Spannungen von sehr verschiedenen Größenordnungen sind, müssen zwei Voltmeter V_1 und V_2 mit verschiedenen Meßbereichen verwendet werden. Für die Wattmetermessungen müssen wir einmal einen Vorschaltwiderstand V. W., das andermal keinen verwenden, es ist daher der Vorschaltwiderstand mit einem Kurzschließer zu versehen.

Die hier gemessene Spannung $J_2 \cdot z_k$ entspricht der durch den Kurzschlußversuch zu ermittelnden Spannung P_k, und es ist bei der vorliegenden Versuchsanordnung

$$z_k = \frac{(J_2 \cdot z_k)}{J_2}.$$

Aus der Effektmessung finden wir

$$r_k = \frac{(J_2^2 \cdot r_k)}{J_2^2}.$$

Digitized by Google

und aus z_k und r_k ergibt sich

$$x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2}.$$

Wir können also auch mit den so gefundenen Konstanten des Transformators das Kurzschlußdiagramm aufzeichnen und aus demselben die Spannungsabfälle für verschiedene Belastungszustände ermitteln.

Würden wir den Spannungsabfall aus den direkt gemessenen Werten von P_2 und $P_1 \frac{w_2}{w_1}$ nach der Beziehung

$$\varepsilon = \frac{P_1 \cdot \frac{w_2}{w_1} - P_2}{P_1 \frac{w_2}{w_1}} 100$$

ermitteln, so könnten wir infolge der kleinen Differenzen zwischen $P_1 \frac{w_1}{w_2}$ und P_2 einen ziemlich beträchtlichen Fehler im prozentualen Spannungsabfall machen.

59. Bestimmung des Wirkungsgrades und Untersuchung der Wirkungsweise eines Transformators.

a) Wirkungsgradbestimmung aus Leerlauf- und Kurzschlußeffekt. Wir haben gesehen, wie man aus der Leerlauf- und Kurzschlußeffektmessung die Konstanten eines Transformators experimentell bestimmen kann. Aus dem Diagramm für Leerlauf und Kurzschluß können wir die den verschiedenen Belastungen und Phasenverschiebungen entsprechenden prozentualen Spannungsabfälle $\varepsilon\,^0/_0$ und Stromerhöhungen $j\,^0/_0$ abgreifen.

Der Wirkungsgrad ergibt sich dann aus nach Gl. 38 zu

$$\eta = \frac{P_2 \cdot J_2 \cos\varphi_2}{P_2 J_2 \cos\varphi_2 + W_o(1+\varepsilon) + W_k(1+j)}$$

Es ist hierin $W_o = W_e + J_o^2 r_1$ die Wattmeterablesung, die erhalten wird, wenn die Sekundärspannung P_2 auf ihren Wert bei Belastung einreguliert wird. W_k stellt die Leistung dar, die wir dem kurzgeschlossenen Transformator zuführen müssen, wenn in der Sekundärwicklung der Strom J_2 fließen soll.

b) Direkte Messung des Wirkungsgrades und Zurückarbeitungsmethode. Die Bestimmung des Wirkungsgrades durch Messung der zu- und abgeführten Leistung gibt infolge der Unsicherheit mit der die Primär- und Sekundärspannungen, bezw. -ströme

Digitized by Google

bei den verschiedenen Belastungen zu messen sind, nur unzuverlässige Resultate.

Bei zwei gleich großen und nach gleicher Type gebauten Transformatoren kann eine Wirkungsgradbestimmung zugleich mit einer Dauerprobe nach der Zurückarbeitungsmethode durchgeführt werden.

Die beiden zu untersuchenden Transformatoren T_I und T_{II} werden nach Fig. 242 primär und sekundär so hintereinandergeschaltet, daß ihre Spannungen entgegengesetzt gerichtet sind, und auf der Niederspannungsseite an eine Energiequelle mit der

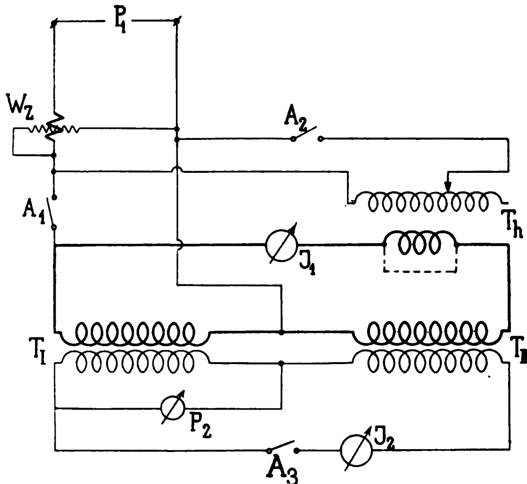


Fig. 242. Schaltungsanordnung der Zurückarbeitungsmethode.

Spannung P_1 gelegt. In die Verbindung der Niederspannungswicklungen wird die Niederspannungswicklung eines kleinen Hilfstransformators T_h eingeschaltet, dessen Übersetzungsverhältnis beliebig eingestellt werden kann.

Wird nun zunächst die Niederspannungswicklung von T_h kurzgeschlossen, A_2 geöffnet und A_1 geschlossen, so hat die Energiequelle nur eine die Leerlaufverluste in beiden Transformatoren deckende Energie

$$W_s' = 2 \cdot W_e$$

zu liefern und in der Verbindungsleitung der Hochspannungswicklungen von T_I und T_{II} wird, vorausgesetzt, daß beide Transformatoren vollkommen gleich sind, kein Strom fließen.

Schließen wir nun die Hochspannungswicklung mit A_3 kurz und schalten wir den Hilfstransformator T_h, durch Schließen von A_2 und Öffnen der Kurzschließung, ein und regulieren die auf

Digitized by Google

die Sekundärwicklung von T_h einwirkende Spannung auf einen solchen Wert, daß das Amperemeter J_2 bezw. J_1 den normalen Strom anzeigt, so wird durch den Hilfstransformator an das System eine Leistung übertragen, die gleich den Kupferverlusten in beiden Transformatoren ist.

Bedeutet W_z'' die in diesem Falle erhaltene Wattmeterablesung und W_{vh} die Eigenverluste des Hilfstransformators, so wird

$$W_z'' - W_{vh} = 2\,(W_e + W_k)$$

sein.

Nehmen wir an, daß sich die von der Energiequelle zugeführte Leistung, gleichmäßig auf die beiden Transformatoren verteilt, dann sind die in einem Transformator auftretenden Energieverluste

$$W_e + W_k = \frac{W_z'' - W_{vh}}{2}.$$

Sind η_I und η_{II} die Wirkungsgrade der beiden Transformatoren, so wird der Wirkungsgrad der Gesamtübertragung gleich dem Verhältnis zwischen der von einem Transformator abgegebenen und der vom anderen Transformator aufgenommenen Leistung sein, also

$$\eta_I \cdot \eta_{II} = \frac{W_I - \dfrac{W_z'' - W_{vh}}{2}}{W_I + \dfrac{W_z'' - W_{vh}}{2}}$$

und der Wirkungsgrades eines Transformators

$$\eta_I = \eta_{II} = \sqrt{\frac{W_I - \dfrac{W_z'' - W_{vh}}{2}}{W_I + \dfrac{W_z'' - W_{vh}}{2}}} \quad . \quad . \quad . \quad (86)$$

Bei dieser Versuchsanordnung können wir auch die Kupferverluste in beiden Transformatoren direkt messen, indem wir bei geschlossenem Schalter A_2, den Schalter A_1 öffnen. Es ist dann für einen bestimmten Strom J_1 in den Niederspannungswicklungen der beiden Transformatoren

$$W_z''' - W_{vh} = 2\,W_k = 2\,(m\,J_1^2\,r_k).$$

Für die Bestimmung von W_I wird es, falls man nicht in die Verbindungsleitung zwischen den Transformatoren Wattmeter einschaltet, für praktische Untersuchungen genügen, $W_I \cong P_1\,J_1$ zu setzen. Die Eigenverluste des Hilfstransformators T_h können ein für allemale für jede Einstellung durch einen besonderen Versuch ermittelt werden.

Digitized by Google

Steht für die Untersuchung ein Transformator mit variablem Übersetzungsverhältnis nicht zur Verfügung, dann kann man die primäre Spannung des Hilfstransformators durch einen vorge-

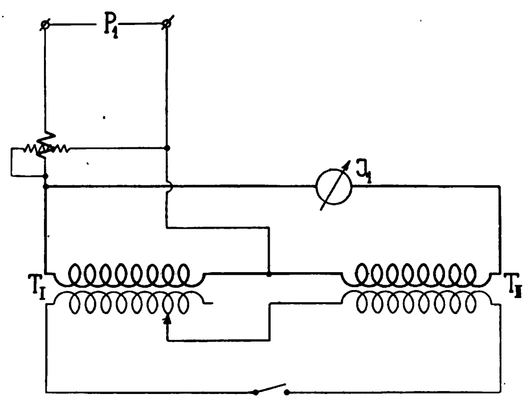


Fig. 243. Vereinfachte Schaltungsanordnung der Zurückarbeitungsmethode

schalteten, möglichst induktionsfreien Widerstand einregulieren. Der Effektverbrauch im Vorschaltwiderstand ist dann mit den Eigenverlusten des Hilfstransformators gemeinsam zu berücksichtigen.

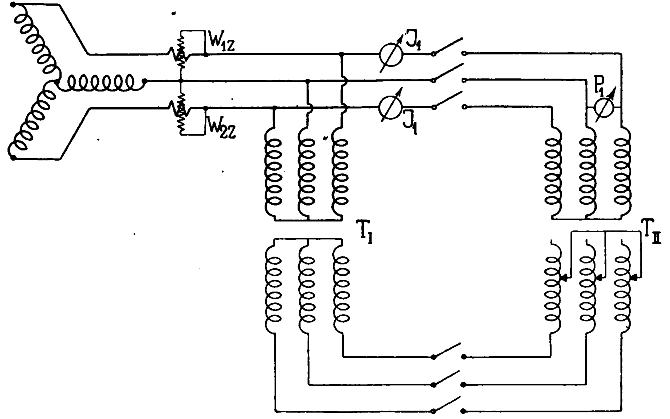


Fig. 244. Schaltungsanordnung der Zurückarbeitungsmethode für Dreiphasentransformatoren.

Die Schaltungsanordnung der Zurückarbeitung kann auch in der Weise getroffen werden, daß man nach Fig. 243 oder 244, anstatt einen besonderen Hilfstransformator zu verwenden, direkt von einem bestimmten Punkt der Hochspannungswicklung des einen Transformators abzweigt. Der Abzweigpunkt muß so gewählt werden, daß die Differenz zwischen den Spannungen auf den Hoch-

Digitized by Google

spannungsseiten, den Spannungsabfall in den beiden Transformatoren deckt.

Für diese Untersuchung kann man dann die durch Abschalten der Windungen entstehende Änderung der Verluste in dem einen Transformator vernachlässigen und erhält mit praktisch hinreichender Genauigkeit den Wirkungsgrad

$$\eta_I = \eta_{II} \cong \sqrt{\frac{P_1 J_1 - \frac{W_z''}{2}}{P_1 J_1 + \frac{W_z'''}{2}}}.$$

Diese Versuchsanordnung wird überall dort anzuwenden sein, wo es sich um einen Dauerversuch und die Wirkungsgradbestimmung großer, für gleiche Leistung und nach gleicher Type gebauter Transformatoren handelt. Die erforderliche Energiequelle braucht nur die den Verlusten entsprechende Energie zu bestreiten.

c) Dauerprobe und Temperaturerhöhung. Die Bestimmung der Konstanten eines Transformators, bezw. die Ermittlung des Spannungsabfalles, die Untersuchung des Wirkungsgrades und der Isolationsfestigkeit soll immer bei der stationären Temperatur des Transformators durchgeführt werden.

Eine vollständige Dauerbelastung des Transformators bis zum Eintritt des stationären Zustandes erfordert einerseits einen der Leistung und den Verlusten entsprechenden Energieverbrauch und andererseits der Spannung entsprechende Belastungswiderstände.

Um nun ohne großen Energieverbrauch und ohne komplizierte Belastungswiderstände in jedem Versuchsraum Transformatoren auf die stationären Temperaturen zu bringen, kann man die im folgenden angeführten Versuchsanordnungen anwenden.

Zunächst eignen sich hierzu alle Schaltungsanordnungen der Zurückarbeitungsmethode, die in den Fig. 242 und 243 für Einphasentransformatoren und in Fig. 244 für Dreiphasentransformatoren angegeben sind.

Eine andere Anordnung, um sowohl mit einzelnen Transformatoren wie auch Transformatorenpaaren, Dauerproben ohne beträchtlich höheren Energieaufwand als den Verlusten entspricht, durchzuführen, besteht in der künstlichen Belastung.[1]) Hierbei magnetisiert man das Eisen nach Maßgabe der normalen Beanspruchung durch einen Wechselstrom und erwärmt das Kupfer durch einen Gleichstrom. Die zugeführte Wechselstromleistung hat dann nur

[1]) Siehe G. Kapp, Transformatoren und R. Goldschmidt, ETZ 1901, S. 682.


Digitized by Google

den Eisenverlusten und die Gleichstromleistung nur den Kupferverlusten zu entsprechen.

Die Fig. 245 zeigt ein Schaltungsschema, nach welchem ein Dreiphasentransformator künstlich belastet werden kann. Die sekundäre Wicklung des Transformators wird in Dreieck verbunden und in einem Eckpunkt wird eine Gleichstromquelle B eingeschaltet. Die Primärspulen sind in zwei Gruppen mit zwei besonderen neutralen Punkten parallel geschaltet. Zwischen die neutralen Punkte wird die Gleichstromquelle gelegt, während die freien Enden an eine Wechselstromleitung angeschlossen werden.

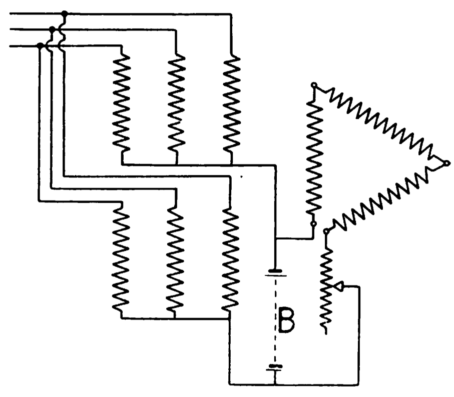


Fig. 245. Künstliche Belastung eines Dreiphasentransformators.

Sollen zwei Transformatoren gleichzeitig auf Temperatur gebracht werden, so bedient man sich der in Fig. 246 dargestellten Anordnung. Man verbindet die Wicklungen in Stern und schaltet die beiden Transformatoren

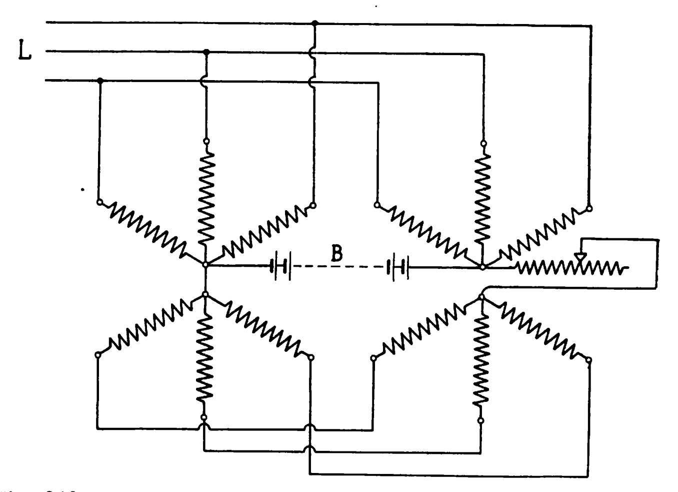


Fig. 246. Künstliche Belastung von Dreiphasentransformatoren.

primär- und sekundär- parallel. Von den neutralen Punkten aus wird der Gleichstrom zugeführt. In Fig. 247 sind die Niederspannungswicklungen in Dreieck hintereinandergeschaltet.

Digitized by Google

Eine weitere Methode, um die maximalen, bei Belastung eines Transformators auftretenden Temperaturen annähernd zu bestimmen, besteht darin, daß man die maximalen Temperaturerhöhungen ermittelt, die der Transformator annimmt, wenn man einen Dauerversuch einmal bei leerlaufenden, das andermal bei kurzgeschlossenem Transformator durchführt. Die bei Leerlauf erhaltene Temperaturerhöhung entspricht den Eisenverlusten, die bei Kurzschluß erhaltene den Kupferverlusten. Bei normaler Belastung entspricht die maximale Temperaturerhöhung der Summe der Eisen- und Kupferverluste und wird daher auch annähernd gleich der Summe der bei Leerlauf und Kurzschluß auftretenden Temperaturerhöhungen sein. Die so erhaltenen Temperaturen werden gewöhnlich etwas

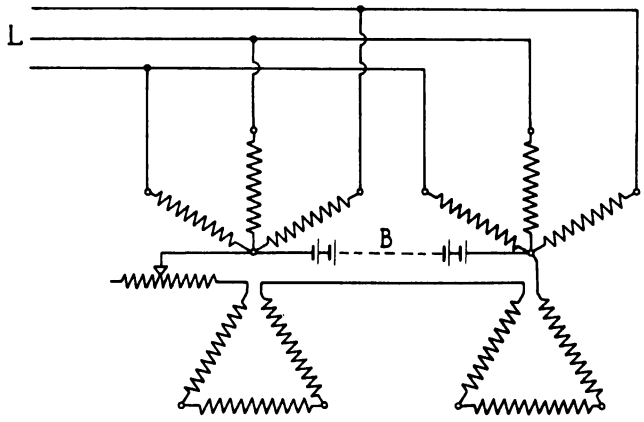


Fig. 247. Künstliche Belastung von Dreiphasentransformatoren.

höher als die bei normaler Belastung ermittelten sein, doch wird man für bestimmte Typen aus einigen vollständig durchgeführten Versuchen genügend Anhaltspunkte erhalten können, um aus der Summe der Temperaturen auf die tatsächliche stationäre Temperatur mit ziemlicher Sicherheit schließen zu können.

Die Temperaturerhöhungen an Transformatoren beobachtet man, um Fehlerquellen durch Wirbelströme im Quecksilber zu vermeiden, mittels Weingeistthermometern. Die Thermometer müssen hierbei so angeordnet werden, daß man sie, ohne durch die Spannung gefährdet zu werden, ablesen kann. Unter Umständen hat man die Ablesungen mittels Fernrohr auszuführen. Für eine genügende Wärmeleitung zwischen dem zu untersuchenden Teil und der Thermometerkugel ist durch Umgeben mit Staniol Sorge zu tragen. Wärmeverluste sollen durch Umhüllen der Thermometerkugel mit trockener Putzwolle tunlichst vermieden werden.

Digitized by Google

Für die Temperaturerhöhung der Wicklung kommen nebst den durch die Temperaturablesung an der Spulenoberfläche sich ergebenden Werte noch die aus der Widerstandszunahme berechneten in Betracht. In den meisten Fällen wird es genügen, einen Kurzschlußversuch vor Beginn des Dauerversuches und unmittelbar nach Abstellung desselben durchzuführen. Sind die hierbei ermittelten Widerstände r_{t_0} und r_{t_1} entsprechend den Temperaturen t_0 und t_1, so ergibt sich

$$t_1 - t_0 = 250 \cdot \frac{r_{t1} - r_{to}}{r_{to}} \text{ Grad Cels.} \quad . \quad . \quad (87)$$

Hat man die Versuchsanordnung so eingerichtet, daß die Umschaltung vom Belastungsversuch auf den Kurzschlußversuch rasch erfolgen kann, dann kann man, ohne Unstetigkeiten in die Temperaturkurve zu bringen, auch während des Dauerversuches einige Werte für die Widerstandszunahme erhalten.

Die Abdeckungen und Kühlvorrichtungen sollen während des Dauerversuches so eingestellt werden, daß sie den normalen Betriebsverhältnissen entsprechen. Für die Beurteilung ist die höchste gemessene Temperaturerhöhung maßgebend. Bei in Öl gekühlten Transformatoren wird die Temperatur der oberen Ölschicht bestimmt.

d) Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses. Das Übersetzungsverhältnis von Transformatoren kann einfach in der Weise untersucht werden, indem man Primär- und Sekundärspannung mittels Voltmeter mißt.

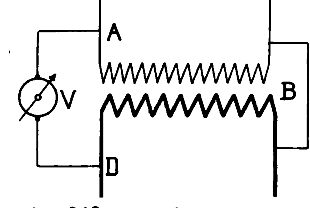


Fig. 248. Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses.

Mit Hilfe eines einzigen Voltmeters wird das Übersetzungsverhältnis ermittelt, indem man Primär- und Sekundärwicklung gegeneinander schaltet (Fig. 248).

Sei $P_0 = P_1$ die gemessene Primärspannung und P_d die Spannung, die man zwischen AD bei Herstellung der Verbindung zwischen Primär- und Sekundärwicklung erhält, so wird, da bei Leerlauf die Spannungen um fast genau 180° gegeneinander verschoben sind,

$$P_d = P_1 - P_2$$

sein, und hieraus ergibt sich das Übersetzungsverhältnis

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{P_1}{P_1 - P_d}.$$

Digitized by Google

e) Prüfung der Isolationsfestigkeit. Schon während der Fabrikation ist es bei Transformatoren von größter Wichtigkeit, sie daraufhin zu untersuchen, ob nicht Kurzschlüsse oder Isolationsfehler zwischen den einzelnen Windungen einer Spule oder Wicklung vorhanden sind. Hierzu verwendet man einfach die folgende Einrichtung. Ein U-förmiger Eisenkörper, Fig. 249, aus lamellierten Eisenblechen ist mit einer entsprechenden Anzahl von Windungen umgeben, welche an eine Wechselstromquelle ständig angeschlossen sind. Die zu untersuchenden Spulen werden auf einen zweiten Eisenkörper aufgeschoben, der als magnetischer Schluß dient.

Ist die Isolation eine vollkommene, dann wird sich die Spule nicht erwärmen, während bei etwaigen Isolationsfehlern zwischen den Windungen eine starke Erwärmung der fehlerhaften Stellen bemerkbar wird. Ein in die Wicklung des Prüfapparates eingeschaltetes Amperemeter wird im letzteren Falle auch eine Stromzunahme anzeigen.

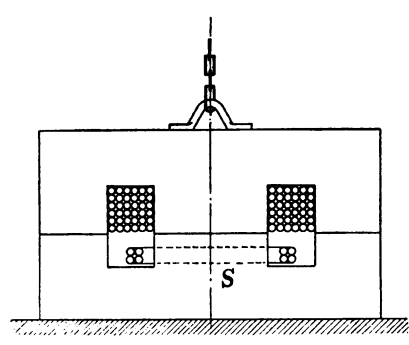


Fig. 249. Isolationsprüfung der Transformatorspulen.

Die Isolierfestigkeit eines fertigen Transformators ist in jedem Falle besonders zu untersuchen. Da für die Isolationsfestigkeit die Erwärmung des Transformators eine große Rolle spielt, so ist sie immer nach Erreichen der stationären Temperatur zu untersuchen. In Frage kommt hierfür die Isolationsfestigkeit zwischen Primär- und Sekundärwicklung und zwischen Eisenkörper und Primär- bezw. Sekundärwicklung.

Der Verband Deutscher Elektrotechniker schreibt die im folgenden angeführten Spannungen vor, welche der Transformator während einer halben Stunde auszuhalten hat:

„Transformatoren bis 5000 Volt sollen mit der doppelten Betriebsspannung, jedoch nicht mit weniger als 100 Volt geprüft werden.

Transformatoren von 5000 bis 10000 Volt sind mit 5000 Volt Überspannung zu prüfen. Von 10000 Volt an beträgt die Prüfspannung das $1\frac{1}{2}$fache der Betriebsspannung.

Diese Prüfspannungen beziehen sich auf die Isolation zwischen Wicklung und Gestell und Wicklungen gegeneinander. Für die Bestimmung der Prüfspannung ist stets die höchste im Transformator auftretende Spannung maßgebend. Sind die Transformatoren für

Digitized by Google

Seriebetrieb, so sind sie noch außer der angeführten Prüfung mit einer der Spannung des ganzen Systems entsprechenden Prüfspannung gegen Erde zu prüfen.

Ist eine Wicklung betriebsmäßig mit dem Gestell leitend verbunden, so ist die Verbindung für die Prüfung auf Isolierfestigkeit zu unterbrechen. Die Prüfspannung einer solchen Wicklung gegen Gestell richtet sich dann aber auch nur nach der größten Spannung, welche zwischen irgend einem Punkte der Wicklung und des Gestelles im Betriebe auftreten kann."

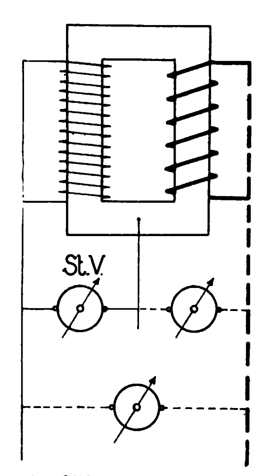


Fig. 250. Untersuchung der Isolationsfestigkeit des Transformators.

Bei sonst vollkommen von der Erde isolierten Stromkreisen hat man nach Fig. 250 die entsprechende Prüfspannung:

1. zwischen Primär- und Sekundärwicklung,
2. zwischen Primärwicklung und Eisenkörper und
3. zwischen Sekundärwicklung und Eisen körper

zu schalten.

Um eine möglichst gleichmäßige Potentialverteilung zu erhalten, wird man stets die verschiedenen Enden einer Wicklung unter sich verbinden.

60. Beispiel über die Untersuchung eines Transformators.

Zur Untersuchung gelangte ein Dreiphasentransformator der Gesellschaft für elektrische Industrie, Karlsruhe, für 20 KVA und $\frac{4000}{120}$ Volt verketteter Spannung. Die für die Untersuchung erforderlichen Abmessungen sind aus der Fig. 251 zu entnehmen.

a) Dauerprobe und Temperaturerhöhung. Der Transformator wurde induktionsfrei mit 20 KW belastet und mittels Thermometer die Temperaturerhöhung in Abhängigkeit von der Zeit beobachtet.

Der Transformator besaß keinerlei Schutzblech oder Abdeckung.

Die Fig. 185 (s. S. 172) zeigt in Kurve I die Temperaturen des Eisenkörpers, in Kurve II die Temperaturen einer oben liegenden, die Kurve III diejenigen einer in der Mitte liegenden Spule, gemessen an deren Oberfläche. Die fast parallel zur Abszissenachse

Digitized by Google

verlaufende Kurve stellt die Lufttemperatur dar. Der Mittelwert der Lufttemperatur im letzten Viertel der Versuchsdauer wurde zu 19,4° C. bestimmt.

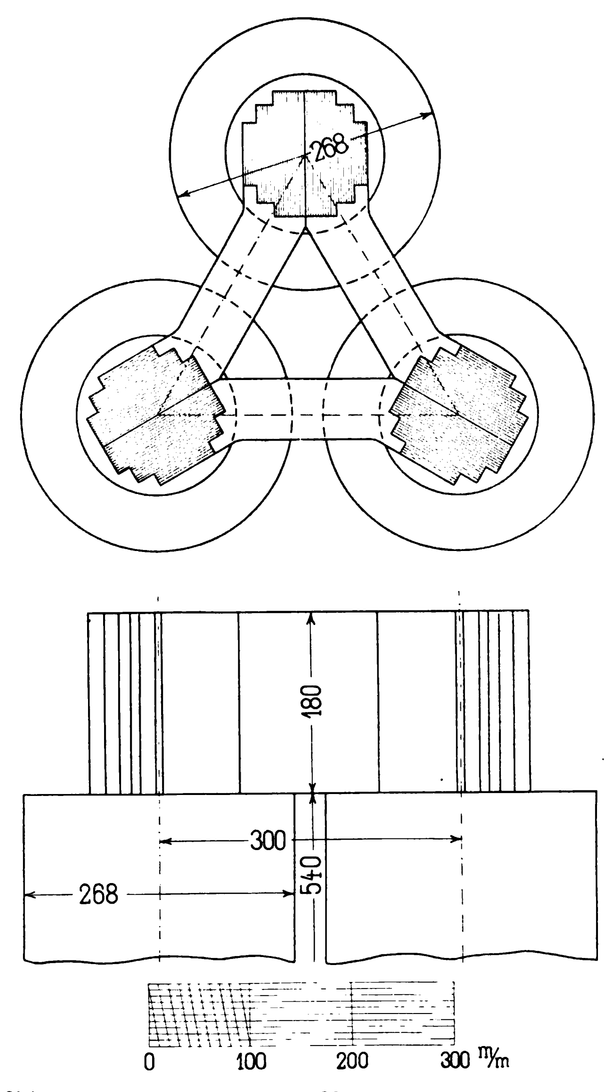


Fig. 251. Hauptabmessungen des 20 KVA-Dreiphasentransformators.

Nach Beendigung des zwölfstündigen Dauerversuches wurden die folgenden maximalen Temperaturerhöhungen erhalten:

Digitized by Google

Eisenkörper . . . . 66,7 — 19,4 = 47,3° C.
Temperatur einer Spule am oberen Ende des Kernes . . 63,2 — 19,4 = 43,8° C.
Temperatur einer Spule in der Mitte des Kernes . . . . 55,5 — 19,4 = 36,1° C.

Die Versuchsanordnung war ferner so getroffen, daß man von Zeit zu Zeit den Widerstand der Niederspannungswicklung des Transformators messen konnte. Die sich aus der Widerstandserhöhung ergebenden Temperaturerhöhungen sind in der Kurve V dargestellt.

Das Verhältnis von $\frac{\text{mit Thermometer gemessener}}{\text{aus Widerstand berechneter}}$ Temperaturerhöhung bezogen auf eine in der Mitte des Kernes liegende Spule und für das letzte Viertel der Untersuchung ist $\frac{30}{40} = 0{,}682$.

Die maximale aus der Widerstandszunahme berechnete Temperaturerhöhung beträgt 69 — 19,4 = 49,6° C.

Die aus der Widerstandserhöhung berechneten Temperaturen liegen durchschnittlich um ca. 30% höher als die Temperaturen, die an der Oberfläche der Spule mit Thermometer gemessen wurden.

b) Bestimmung des Spannungsabfalles, der Stromzunahme und des Wirkungsgrades. An den Dauerversuch schloß sich unmittelbar der Leerlauf- und Kurzschlußversuch an.

Leerlaufversuch. Die Niederspannungswicklung des Transformators wurde an eine verkettete Spannung von 123 Volt gelegt und hierbei die dem Transformator zugeführte Leistung nach der Zweiwattmetermethode: $W_o = W_1 + W_2 = 90 + 306 = 396$ Watt, und der Strom in der Niederspannungswicklung zu 2,6 Amp. gemessen.

Es ist somit:

$$P_o = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \left(\frac{4000}{120}\right) \cdot 123 = 2370 \text{ Volt,}$$

$$J_o = \frac{120}{4000} \cdot 2{,}6 = 0{,}0781 \text{ Amp.}$$

Hieraus ergibt sich:

$$\boldsymbol{g_o} = \frac{W_o}{m \cdot P_1^2} = \frac{396}{3 \cdot 2370^2} = \mathbf{2{,}35 \cdot 10^{-5}}$$

$$\boldsymbol{y_o} = \frac{J_o}{P_1} = \frac{0{,}0781}{2370} = \mathbf{3{,}29 \cdot 10^{-5}}$$

und $\boldsymbol{b_o} = \sqrt{y_o - g_o} = \mathbf{2{,}315 \cdot 10^{-5}}$.

Digitized by Google

Kurzschlußversuch. Die auf die Hochspannungswicklung einwirkende Spannung wurde so einreguliert, daß der sekundäre Kurzschlußstrom $J_2 = 96$ Amp. betrug.

Es war $P_k = \dfrac{176}{\sqrt{3}} = 101{,}5$ Volt und

$$W_k = W_1 + W_2 = 445 + 0 = 445 \text{ Watt.}$$

Hieraus ergibt sich:

$$J_2' = 96 \cdot \frac{120}{4000} = 2{,}91 \text{ Amp.}$$

$$r_k = \frac{W_k}{3 \cdot (J_2')^2} = \frac{445}{3 \cdot (2{,}91)^2} = \mathbf{17{,}4\ Ohm},$$

$$z_k = \frac{P_k}{J_2'} = \mathbf{34{,}9\ Ohm},$$

und $x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2} = \mathbf{30{,}1\ Ohm}.$

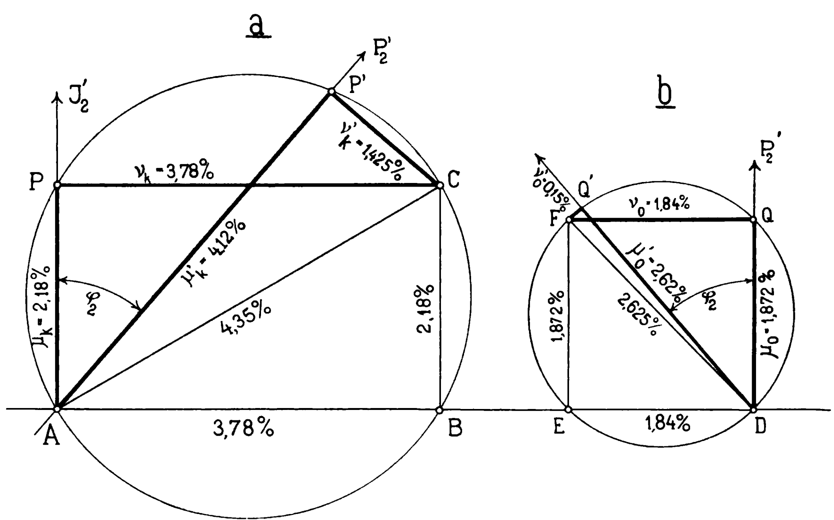


Fig. 252 a und b. Leerlauf und Kurzschlußdiagramm des 20 KVA-Dreiphasentransformators.

Mit den so gefundenen Konstanten wurde das Leerlauf- und Kurzschlußdiagramm konstruiert. Im Kurzschlußdiagramm (Fig. 252 a) wurde für einen auf den primären Stromkreis reduzierten Strom $J_2' = 2{,}9$ Amp. entsprechend einer Belastung von 20 KW bei $P_2' = \dfrac{4000}{\sqrt{3}}$ Volt und $\cos \varphi_2 = 1$ erhalten:

Digitized by Google

$$\overline{AB} = J_2' \cdot x_k = 2{,}9 \cdot 30{,}1 = 87{,}5 \text{ Volt} \quad \ldots \quad \frac{87{,}5}{\frac{4000}{\sqrt{3}}} 100 = 3{,}78\,\%$$

$$\overline{BC} = J_2' \cdot r_k = 2{,}9 \cdot 17{,}4 = 50{,}5 \text{ Volt} \quad \ldots \quad \frac{50{,}5}{\frac{4000}{\sqrt{3}}} 100 = 2{,}18\,\%$$

$$\overline{AC} = J_2' \cdot z_k = 2{,}9 \cdot 34{,}9 = 101 \text{ Volt} \quad \ldots \quad \frac{101}{\frac{4000}{\sqrt{3}}} 100 = 4{,}35\,\%.$$

Das Leerlaufdiagramm (Fig. 252b) ergab sich aus:

$$\overline{EF} = P_1\, g_o = \frac{4000}{\sqrt{3}} \cdot 2{,}35 \cdot 10^{-5} = 0{,}0543 \text{ Amp.} \; \frac{0{,}0543}{2{,}9} \cdot 100 = 1{,}872\,\%$$

$$\overline{DE} = P_1 \cdot b_o = \frac{4000}{\sqrt{3}} \cdot 2{,}315 \cdot 10^{-5} = 0{,}0535 \text{ Amp.} \; \frac{0{,}0535}{2{,}9} \cdot 100 = 1{,}84\,\%$$

$$\overline{DF} = P_1\, y_o = \frac{4000}{\sqrt{3}} \cdot 3{,}29 \cdot 10^{-5} = 0{,}0761 \text{ Amp.} \; \frac{0{,}0761}{2{,}9} \cdot 100 = 2{,}625\,\%.$$

Ermittelt man aus diesen Diagrammen für die verschiedenen Belastungen die prozentualen Spannungszunahmen

$$\varepsilon\,\% = \mu_k + \frac{\nu_k^2}{200}$$

und die prozentualen Stromzunahmen

$$j\,\% = \mu_o + \frac{\nu_o^2}{200},$$

so erhält man die in der folgenden Tabelle angegebenen Werte. In dieser sind auch die Eisen- und Kupferverluste $W_o(1+\varepsilon)$ bezw. $W_k(1+j)$, sowie die Wirkungsgrade η enthalten.

$\sqrt{3} \cdot P_2'$	J_2'	$\mu_o = 100 \cdot \frac{P_2' g_o}{J_2'}$	$\nu_o = 100 \cdot \frac{P_2' b_o}{J_2'}$	$\mu_k = 100 \cdot \frac{J_2' r_k}{P_2'}$	$\nu_k = 100 \cdot \frac{J_2' x_k}{P_2'}$	$\varepsilon\,\%$	$j\,\%$	$W_o(1+\varepsilon)$	$W_k(1+j)$	η	$\cos\varphi = 1$ KVA
4000	3,626	1,50	1,475	2,73	4,73	2,847	1,52	386	672	0,943	25,0
4000	2,9	1,872	1,840	2,18	3,78	2,25	1,889	384	445	0,958	20,0
4000	2,275	2,39	2,35	1,71	2,96	1,754	2,42	382	268	0,958	15,0
4000	1,45	3,75	3,69	1,09	1,89	1,11	3,814	380	110,5	0,953	10,0
4000	0,725	7,5	7,37	0,546	0,945	0,55	7,772	379	28,5	0,923	5,0

Digitized by Google

Bei 20 KVA, $\cos\varphi = 1$ ist:

$$\varepsilon\,\% = \mu_k + \frac{\nu_k^2}{200} = \overline{AP} + \frac{CP^2}{200} = 2{,}18 + \frac{3{,}78^2}{200} = \mathbf{2{,}25\,\%}$$

$$j\,\% = \mu_o + \frac{\nu_o^2}{200} = \overline{DQ} + \frac{\overline{FQ}^2}{200} = 1{,}872 + \frac{1{,}84^2}{200} = \mathbf{1{,}889\,\%}$$

und

$$\eta = \frac{3 \cdot P_2' \cdot J_2'}{3 \cdot P_2' \cdot J_2' + W_o(1+\varepsilon) + W_k(1+j)},$$

worin

$$W_o = g_o \cdot 3 \cdot (P_2')^2 = 2{,}35 \cdot 3 \cdot 10^{-5} \cdot \left(\frac{4000}{\sqrt{3}}\right)^2 = 376 \text{ Watt},$$

$$W_k = 3 \cdot (J_2')^2 \cdot r_k = 3 \cdot 2{,}9^2 \cdot 17{,}4 \quad . \quad . \quad = 436 \quad „$$

also

$$\eta = \frac{20000}{20000 + 376(1+0{,}0225) + 436(1+0{,}0189)} = \mathbf{0{,}958}.$$

Bei 26,67 KVA, und $\cos\varphi_2 = 0{,}75$ ist:

$$\varepsilon\,\% = AP' + \frac{CP'^2}{200} = 4{,}12 + \frac{1{,}425^2}{200} = \mathbf{4{,}13\,\%}$$

$$j\,\% = DQ' = \frac{FQ'^2}{200} = 2{,}62 + \frac{0{,}15^2}{200} = \mathbf{2{,}621\,\%}$$

und

$$\eta = \frac{20000}{20000 + 376(1+0{,}0413) + 775(1+0{,}0262)} = \mathbf{0{,}945}.$$

In Fig. 253 ist die erforderliche Nachregulierung der Primärklemmenspannung in Abhängigkeit von der Belastung dargestellt, und zwar bezieht sich Kurve I auf induktionsfreie Belastung, $\cos\varphi_2 = 1$, und Kurve II auf induktive Belastung, $\cos\varphi_2 = 0{,}75$. Kurve III gibt den Wirkungsgrad bei $\cos\varphi_2 = 1$ an.

Nach den Vorschriften des Verbands Deutscher Elektrotechniker ist für die Kupferverluste der Ohmsche Widerstand, gemessen im warmen Zustande maßgebend. Derselbe wurde mit Gleichstrom zu $r_{g1} = 7{,}0$ Ohm und $r_{g2} = 0{,}0067$ Ohm pro Phase gemessen; somit ist

$$r_g = r_{g1} + \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \cdot r_{g2} = 7{,}0 + \left(\frac{4000}{120}\right)^2 \cdot 0{,}0067 = 14{,}5 \text{ Ohm}.$$

Die hiernach berechneten Kupferverluste sind

$$W_k = 3 \cdot \overline{J_1}^2 \cdot r_g = 3 \cdot \overline{2{,}9}^2 \cdot 14{,}5 = 366 \text{ Watt}$$

Digitized by Google

und der sich bei Einführung derselben ergebende Wirkungsgrad bei 20 KVA und $\cos\varphi = 1$ gleich

$$\eta = \frac{20000}{20000 + 384 + 366} = \mathbf{0{,}965.}$$

Da im vorliegenden Falle das Verhältnis von

$$\frac{r_k}{r_g} = \frac{17{,}4}{14{,}5} = 1{,}19$$

ist, so beträgt die Abweichung zwischen dem tatsächlichen und dem aus den „meßbaren" Verlusten sich ergebenden Wirkungsgrad 0,7 %.

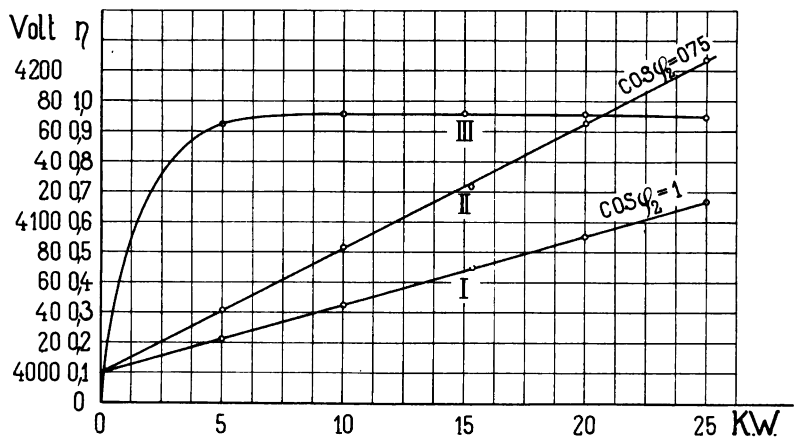


Fig. 253. Spannungserhöhung und Wirkungsgrad des 20 KVA-Transformators.

c) Koeffizient der Wärmeabgabe. Auf Grund der erhaltenen Verluste und der aus den Dimensionen zu berechnenden Abkühlfläche A_T des Transformators kann man die spezifische Abkühlfläche

$$a_T = \frac{A_T}{W_e + W_k} \frac{\text{cm}^2}{\text{Watt}}$$

und aus den gemessenen Temperaturerhöhungen T_T den Koeffizienten der Wärmeabgabe

$$C_T = a_T \cdot T_T$$

für die betreffende Type kontrollieren.

Es ist (s. Fig. 251):

Abkühlfläche der Kerne	8100 cm²
der Joche	9000 „
der Spulen	15870 „
totale Abkühlfläche	A_T = **32970 cm²**,

Digitized by Google

also
$$a_T = \frac{A_T}{W_e + W_k} = \frac{32\,970}{829} = 39{,}5\,\frac{\mathrm{cm}^2}{\mathrm{Watt}},$$

da $W_e + W_k = W_o(1 + \varepsilon) + W_k(1 + j) = 829$ Watt.

Für die maximale Temperaturerhöhung wurde

$$T_T = 69 - 19{,}4 = 49{,}6^0\ \mathrm{C}.$$

gefunden, also

$$C_T = 39{,}5 \cdot 49{,}6 = \mathbf{1960}.$$

Der vorliegende Transformator besitzt eine sehr reichliche Ventilation der Joche, indem auf die Jochbreite von 60 mm fünf Luftschlitze zu 5 mm Breite entfallen.

Digitized by Google

Sechszehntes Kapitel.

Schaltung und Aufstellung der Transformatoren.

61. Schaltung der Transformatoren und verschiedene Schaltungen ihrer Wicklung. — 62. Aufstellung der Transformatoren.

61. Schaltung der Transformatoren und verschiedene Schaltungen ihrer Wicklung.

Von der Generatorstation ausgehend, können die zu einer Anlage gehörenden Transformatoren entweder in Parallel- oder in Serieschaltung miteinander verbunden sein. Im ersteren Falle liegen alle Transformatoren $T_1 T_2$ an einer oder an mehreren pri-

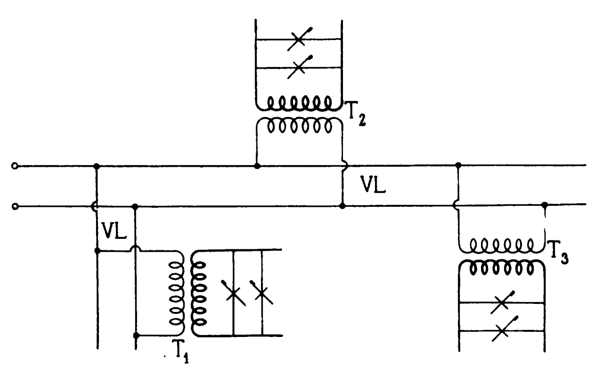


Fig. 254. Parallelschaltung von Transformatoren.

mären Verteilungsleitungen *VL* (Fig. 254), oder es führt von den Sammelschienen *S S* der Zentrale aus zu jedem Transformator oder jeder Gruppe von Transformatoren eine besondere Speiseleitung *SL* (Fig. 255).

Die **Parallelschaltung von Transformatoren** ist die heute fast ausschließlich gebräuchliche, da sie die einfachste Spannungs-

Digitized by Google

regulierung und das sicherste Funktionieren der Energieverbraucher ermöglicht.

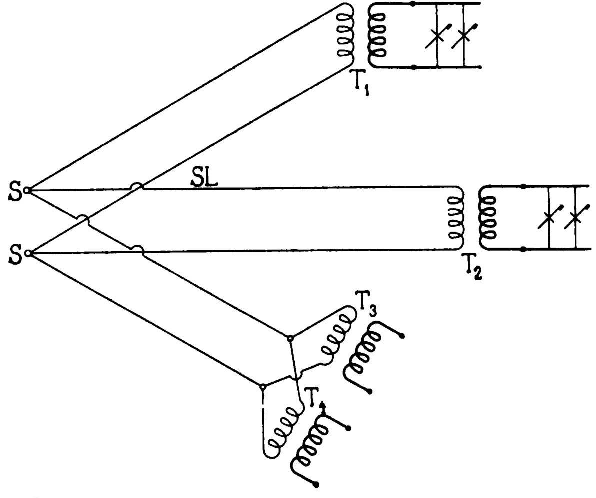


Fig. 255. Transformatoren mit besonderen Speiseleitungen.

Für die Beleuchtung langer Straßenzüge, Kanäle usw. kommt noch die Reihenschaltung der Transformatoren in Betracht,

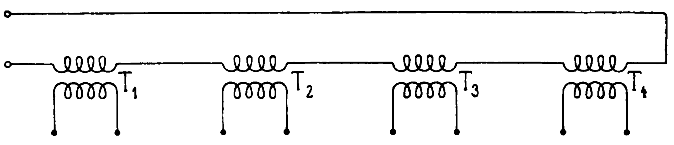


Fig. 256. Reihenschaltung von Transformatoren.

die in Fig. 256 schematisch dargestellt ist. Die Regulierung hat in diesem Falle auf konstante Stromstärke zu erfolgen und die

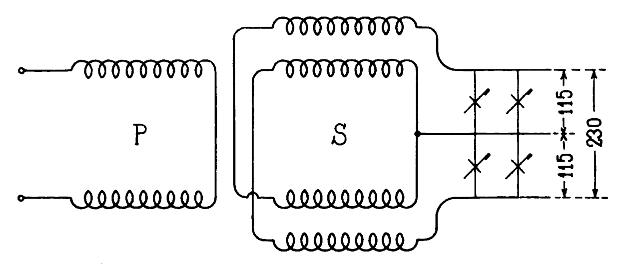


Fig. 257. Schaltung von Einphasen-Dreileitertransformatoren.

Isolation der einzelnen Transformatoren gegen Erde hat der Gesamtspannung des Systems zu entsprechen.

Digitized by Google

Die Verteilung auf der Sekundärseite kann bei Einphasenanlagen neben dem Zweileitersysteme auch nach dem Dreileitersysteme erfolgen.

Um bei unsymmetrischer Belastung in beiden Netzhälften der Dreileiteranlage eine möglichst gleiche Spannung zu erhalten, ver-

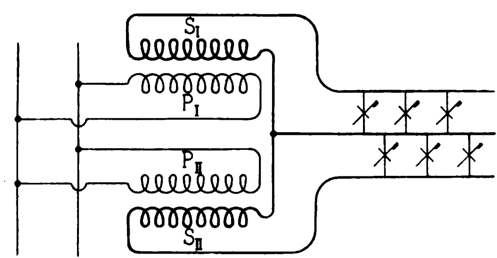


Fig. 258. Schaltung von Einphasen-Dreileitertransformatoren.

teilt man nach einem Patente der General-Electric Comp. und der Union El.-Ges. die Sekundärwicklung auf die beiden Kerne in der Weise (s. Fig. 257), daß man für jede Netzhälfte je eine Spule auf beiden Kernen in Serie erhält. Es genügt auch, die Primärspulen auf beiden Kernen parallel zu schalten, Fig. 258 (s. S. 61).

Wie wir in Abschnitt 31 gesehen haben, kann bei Dreiphasentransformatoren die Stern- und Dreieckschaltung verwendet werden. Die Sternschaltung ergibt bei gegebener Klemmenspannung eine kleinere Phasenspannung; die Dreieckschaltung ist dagegen betriebssicherer, da selbst bei Unterbrechung einer Primärphase immer noch alle Sekundärphasen unter Spannung bleiben. So wird man z. B. vom Standpunkte der Betriebssicherheit aus, die Transformatoren vor großen Motoren oder vor rotierenden Umformern immer in Dreieck schalten. Die Fig. 259 zeigt eine derartige Anordnung, welche selbst bei Unterbrechung einer Phase keine Betriebsunterbrechung mit sich bringt. Erfolgt die Transformation des Dreiphasenstromes in drei nur elektrisch verbundenen Einphasentrans-

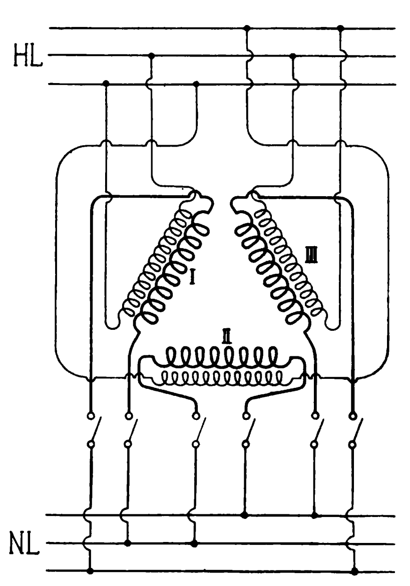


Fig. 259. Dreieckschaltung.

Digitized by Google

formatoren, so können eventuelle Reparaturen an einem Transformator auch während des Betriebes vorgenommen werden. Diese Anordnung empfiehlt sich besonders bei sehr großen Leistungen, da in diesem Falle eine Reserve gewöhnlich nur für eine Phase erforderlich ist.

Die Möglichkeit, im sekundären Netze zwei verschiedene Spannungen zu erhalten, bietet das sogenannte Dreiphasen-Vierleitersystem (Fig. 260). Dieses eignet sich ganz besonders für

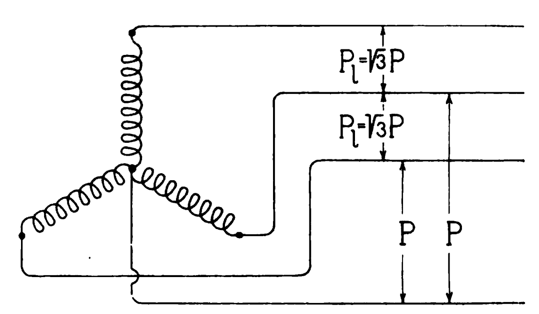


Fig. 260. Dreiphasen-Vierleitersystem.

ausgedehnte Fabrikanlagen, Hafenanlagen usw., bei welchen man für Licht und Kraft zweckmäßig verschiedene Spannungen verwendet.

Eine Erdung des neutralen Punktes (Fig. 261) wird bei Sternsystemen vorgenommen, damit die Potentialdifferenz zwischen

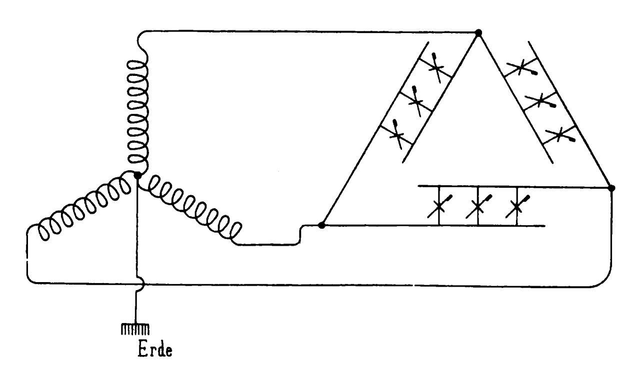


Fig. 261. Erdung des neutralen Punktes.

Erde und Leitung, welche für die Bemessung der Isolationsstärken maßgebend ist, nicht größer als die Phasenspannung werden kann. Beim Auftreten eines dauernden oder vorübergehenden Erdschlusses einer Phase werden mehr oder weniger große Ströme durch die

Digitized by Google

Erde fließen, die auf Telephon- und Telegraphenleitungen störend einwirken. Es kann daher an manchen Orten diese Schaltungsart nicht verwendet werden. Die Erdung erleichtert auch das Auffinden von Kurzschlüssen, indem sofort nach Stromschluß eines Leiters mit der Erde die betreffende Sicherung durchgeht, bezw. ein automatischer Schalter in Tätigkeit tritt. Dieses Durchgehen der Sicherung bezw. Herausfallen des Schalters tritt nun allerdings bei jedem oft nur ganz kurzdauernden Kurzschluß auf, was bei Freileitungen sehr häufig eintreten kann und naturgemäß den jedesmaligen Anlaß zu einer Betriebsunterbrechung gibt.

Schaltet man z. B. primär in Dreieck und sekundär in Stern oder umgekehrt, so erhält man die gemischten Schaltungen,

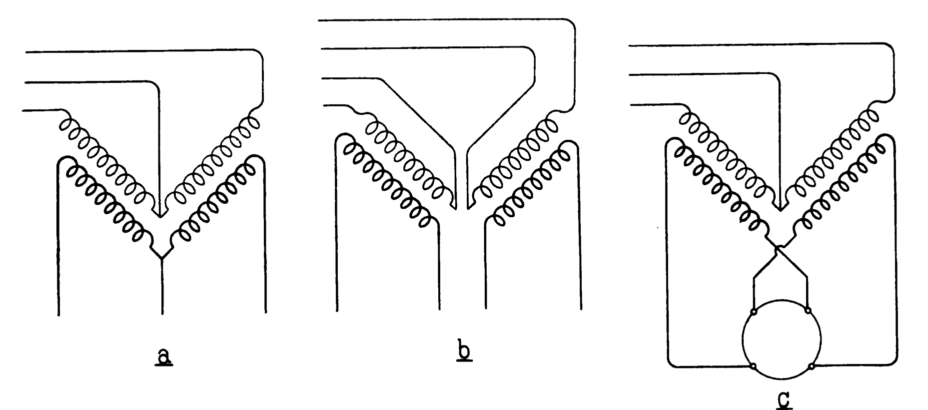


Fig. 262. Schaltung von Zweiphasentransformatoren.

die auf S. 107 ausführlich besprochen worden sind. Da sich bei Dreiphasentransformatoren die sekundären Spannungen bei gemischter und gleicher Schaltung um 30° in der Phase unterscheiden, so dürfen nur Transformatoren mit gleicher Schaltung parallel geschaltet werden.

Zweiphasentransformatoren werden entweder in verketteter Schaltung mit neutralem Leiter (Fig. 262 a), oder in unabhängiger Schaltung (Fig. 262 b), verwendet. Der neutrale Leiter kann ebenso wie bei Dreiphasensystemen geerdet werden. Bei Zweiphasentransformatoren für rotierende Umformer findet gewöhnlich die in Fig. 262 c dargestellte Anordnung mit primär verketteten, sekundär offenen Phasen Anwendung.

Die innere Schaltung der Wicklung wird bei Transformatoren, die als normale Typen hergestellt werden, vielfach so eingerichtet, daß sie für zwei verschiedene Spannungen zu schalten sind. Zu diesem Zwecke werden die Primär- und Sekundärwick-

Digitized by Google

lungen unterteilt, so daß die einzelnen Teile in Reihen-, in Parallel- oder in Gruppenschaltung miteinander verbunden werden können. Die **Westinghouse Electric Mfg. Comp.** teilt bei Einphasen-

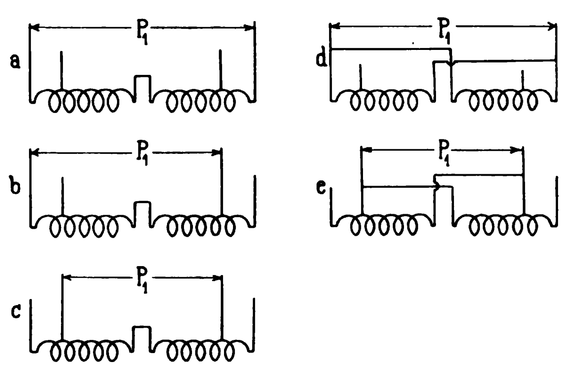


Fig. 263. Schaltung der Primärspulen der Transformatoren der Westinghouse Mfg. Comp.

typen die zwei Primärspulen je in zwei Hälften, die entweder in Reihe oder parallel geschaltet werden können. Die sekundäre Wicklung ist in vier gleiche Teile geteilt, die entweder in Reihe, oder teilweise in Reihe, teilweise parallel, oder vollständig parallel geschaltet werden können. Für die primären Spulen zeigen die Fig. 263a, b und c die verschiedenen Verbindungen in Serie, *d* und e die Parallelschaltungen. Von jeder primären Spule geht eine Zusatzleitung ab, und zwar ist der Abzweigpunkt so bestimmt, daß 5% der Gesamtwindungen zwischen der Abzweigleitung und der äußeren Klemme liegen. In Fig. 263a ist die ganze Primärwicklung in Reihe geschaltet, in Fig. 263d ist die ganze Wicklung in den Stromkreis eingeschaltet und die beiden Hälften liegen parallel, in e sind die beiden Hälften parallel und 10% der Wicklung ausgeschaltet.

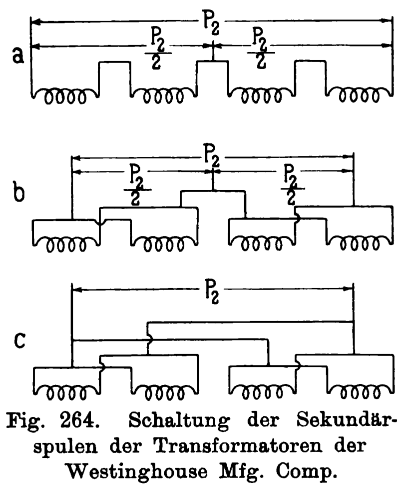


Fig. 264. Schaltung der Sekundärspulen der Transformatoren der Westinghouse Mfg. Comp.

Wenn die Sekundärspulen so verbunden sind, daß sie be Schaltung der Primärspulen nach Fig. 263a ein Übersetzungsver hältnis von 20:1 ergeben, so müssen bei derselben Sekundärver

bindung die Primärverbindungen b, c, d und e Übersetzungsverhältnisse 19, 18, 10 und 9 zu 1 ergeben. Von den vier Abteilungen der Sekundärspulen ist jede Abteilung für 50 Volt gewickelt. Fig. 264a zeigt die Schaltung der Spulen in Reihe, Fig. 264b teilweise Reihen-, teilweise Parallelschaltung und Fig. 264c reine Parallelschaltung.

Zweckmäßig ist es auch, alle Transformatoren in gleicher Weise an den Klemmenblock anzuschließen, wie dies Fig. 265 für die Transformatoren der Westinghouse El. Comp. darstellt. Die Einrichtung ist so getroffen, daß alle Verbindungen mit gleich langen Verbindungsstücken herzustellen sind. Die in der Figur einpunktierten Verbindungen entsprechen dem Übersetzungsverhältnisse $\frac{2100}{2 \times 110}$ Volt, indem die ganzen Primärwindungen minus $5\,^0/_0$ in Serie geschaltet sind. Sekundär erhalten wir zwischen den Klemmen 1 und 8, $2 \times 110 = 220$ Volt. Für 1050 Volt sind die primären Spulen parallel zu schalten. Durch entsprechende Verbindungsweise können wir mit dieser Transformatorentype folgende Übersetzungsverhältnisse erreichen:

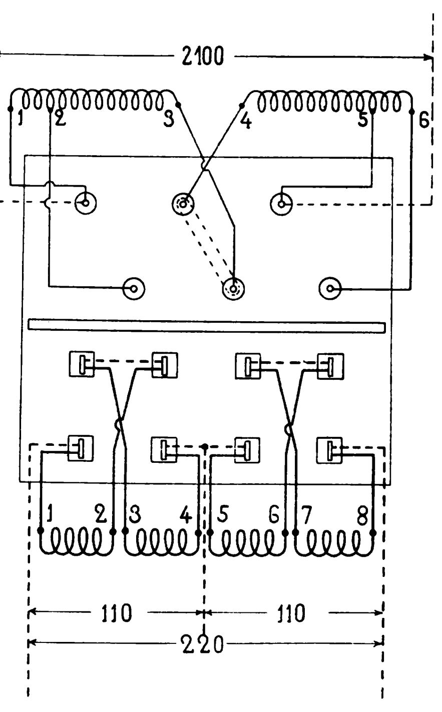


Fig. 265. Anschluß der Wicklung an den Klemmbock.

Primär	Sekundär		
1050	52,5 58	105 116	210 232
2100	52,5 55,0 58,0	105 110 116	210 220 232

Digitized by Google

Schaltung von Transformatoren zur Änderung der Phasenzahl. Zur Umwandlung von Strömen einer bestimmten Phasenzahl in solche einer anderen Phasenzahl bedient man sich dem Prinzipe nach folgender Anordnung. In den Nuten eines ringförmigen geblätterten Eisenkörpers A (Fig. 266) sind mit entsprechender Unterteilung soviel Primärspulen (ausgeführt als Ring- oder Trommelwicklung ebenso wie die Statorwicklung eines asynchronen Motors) angeordnet, als das Primärsystem Phasen besitzt. Die Sekundärspulen, deren Zahl und Winkelbreite sich nach dem gewünschten Sekundärsystem richtet, werden in den gleichen Nuten über die Primärspulen oder in besonderen Nuten angebracht. Bedingung für die Wirkungsweise dieser Anordnung ist, daß das Primärsystem ein mehrphasiges ist, also ein Feld von der Natur eines Drehfeldes besitzt. Damit sich das Feld im Inneren eines Ringes nach allen Richtungen hin gleichförmig ausbilden kann und der Magnetisierungsstrom klein wird, wird in den bewickelten Ring ein Eisenkern B eingelegt. Damit die Lokalfelder, die um die einzelnen Nuten verlaufen, sich nicht stark ausbilden und ein möglichst konstantes Drehfeld entsteht, ist es günstig, zwischen A und B einen kleinen Luftspalt δ zu lassen.

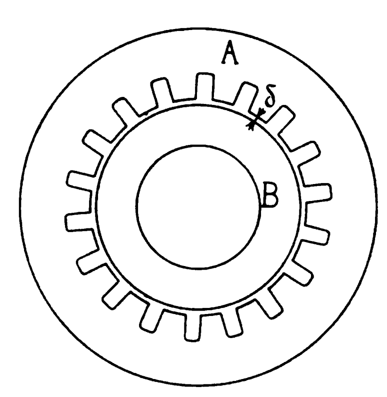


Fig. 266. Eisenkörper für einen Phasentransformator.

An einem Transformator, der, wie Fig. 267 zeigt, aus Blechscheiben bestand, die mit Löchern zur Aufnahme einer primären und einer sekundären Ringwicklung versehen waren, und bei dem also $\delta = o$ war, ergab eine Messung das in Fig. 268 dargestellte Potentialdiagramm, der Abstand von zwei beliebigen Punkten der Kurve gibt die Spannung zwischen diesen Punkten der Wicklung. Wenn das Drehfeld vollkommen konstant und keine Lokalfelder vorhanden wären, müßte das Potentialdiagramm ein Kreis sein.

Eine praktisch bequem anwendbare Anordnung zur Phasentransformation beruht auf dem Prinzipe, die EMKe irgend eines Mehrphasensystems in zwei Komponenten zu zerlegen oder eine EMK aus zwei Komponenten von gegebener Richtung zusammenzusetzen (s. Abschnitt 34).

Sind z. B. in Fig. 269 $O\text{I}$ und $O\text{II}$ die Spannungen eines Zweiphasentransformators und teilen wir die Windungszahlen

Digitized by Google

der Primär- und Sekundärspulen der Phase I in dem Verhältnis $OA_1 : OA_2 : OI$ und $OB_1 : OB_2 : OII$, so erhalten wir zwischen den Anzapfungspunkten $A_1 B_1$ und $A_2 B_2$ Spannungen, die durch OC_1 und OC_2 nach Richtung und Größe dargestellt sind.

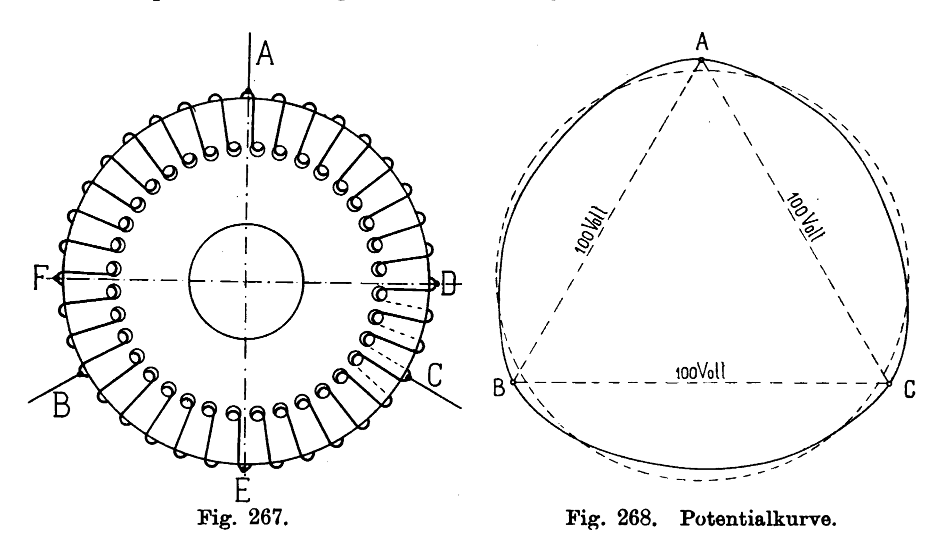


Fig. 267.

Fig. 268. Potentialkurve.

In Fig. 270 ist die gleiche Konstruktion für einen Dreiphasentransformator dargestellt. Wir können somit durch entsprechende Kombination von Windungen zweier verschiedener Phasen und

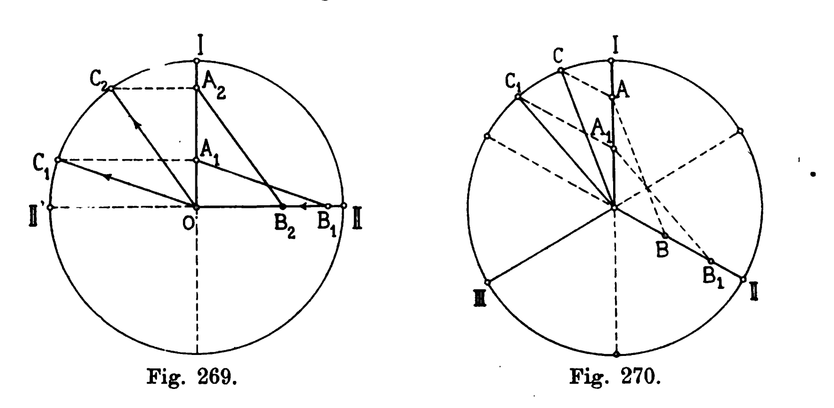


Fig. 269.

Fig. 270.

Umkehrung der Richtung der EMK einer der beiden Phasen jeden beliebigen Phasenwinkel zwischen 0° und 360° erhalten.

Die auf S. 115 beschriebene Umwandlung von Zweiphasen- in Dreiphasenstrom beruht auf dieser Zusammensetzung von EMKen.

Ein Zwölfphasensystem läßt sich auf einfache Art mit Hilfe

Digitized by Google

von zwei Dreiphasentransformatoren erzeugen, von denen der eine primär Sternschaltung und der andere Dreieckschaltung besitzt (Fig. 271a). Die Phasen 1 — 1′ und I — I′ u. s. f. der beiden Transformatoren sind in diesem Falle um 90° gegeneinander verschoben und im zweipoligen Schema erhalten wir die in Fig. 271b dargestellte zeitliche Aufeinanderfolge der einzelnen Phasen. Denken wir uns eine zweipolige Ring- oder Trommelwicklung mit $12 \cdot n$ Spulen, so bezeichnen die Zahlen der Fig. 271b diejenigen Enden der Sekundärspulen, welche an die Wicklung anzuschließen sind.

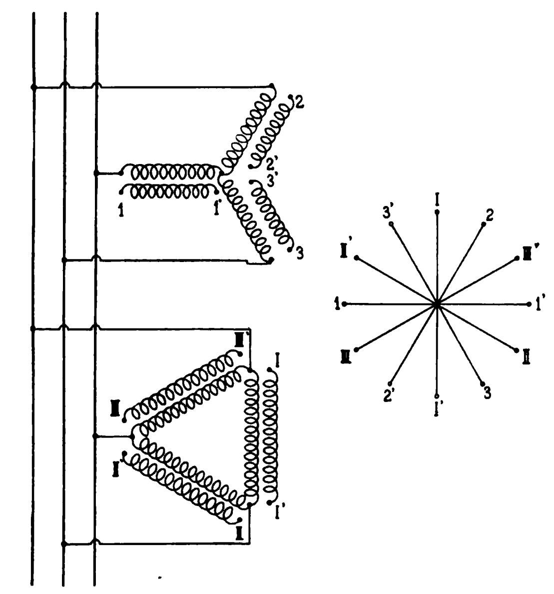


Fig. 271a und b.

Zwischen je zwei Anschlußpunkten der zwölfphasigen Wicklung liegen n Spulen.

Beim Betrieb von rotierenden Umformern hat man sehr häufig von einem Dreiphasen- in ein Sechsphasensystem überzugehen. Die beiden hierzu gebräuchlichen Schaltungsanordnungen sind in Fig. 272 und 273 dargestellt. In Fig. 272, welche die sogenannte doppelte Dreieckschaltung veranschaulicht, besteht die Sekundärwicklung jeder Phase aus zwei voneinander getrennten Teilen, die in Bezug auf die drei Phasen zu zwei um 180° gegeneinander versetzten Dreiecken ABC und $A'B'C'$ verbunden werden. Bei der zweiten Anordnung (Fig. 273) werden einfach die Wicklungsenden jeder Phase an je zwei sich diametral gegenüberliegenden Punkten der Umformerwicklung angeschlossen.

Digitized by Google

Die Anordnung (Fig. 273) wird der doppelten Dreieckschaltung vielfach vorgezogen.

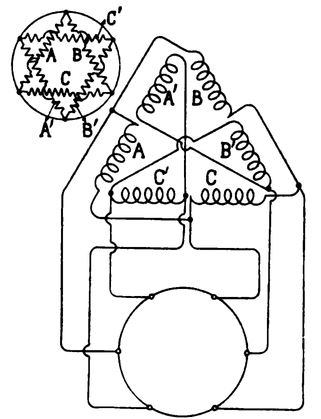


Fig. 272. Umwandlung eines Dreiphasen- in ein Sechsphasensystem.

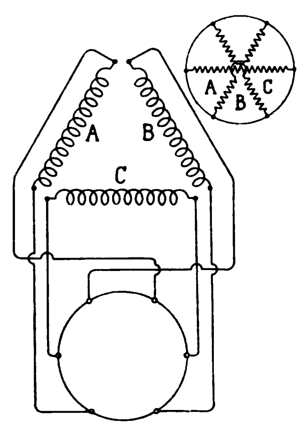


Fig. 273. Umwandlung eines Dreiphasen- in ein Sechsphasensystem.

Schaltungen zur Verminderung der Leerlaufsverluste. Sind in einem größeren Netze Motoren oder sonstige Energieverbraucher an einzelne Transformatoren angeschlossen, die nur während einer bestimmten Arbeitsperiode in Betrieb sind, so wird bei ständigem Anschlusse an das Hochspannungsnetz auch während der Arbeitspausen eine den Leerlaufverlusten im Transformator entsprechende Energie verbraucht. Um nun zugleich mit dem Ausschalten des Sekundärstromes auch ein automatisches Abschalten des Primärstromes zu erzielen, wurde durch Scholtes und Müller (ETZ 1899, S. 687 und 1901, S. 361) ein derartiger Apparat zur Vermeidung der Leerlaufverluste unbelasteter Transformatoren konstruiert, der in seinem Ruhezustande in Fig. 274 schematisch dargestellt ist. Soll nun

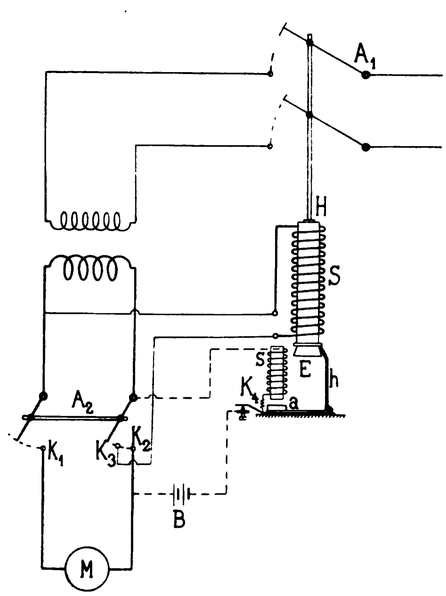


Fig. 274. Schaltungsvorrichtung zur Vermeidung der Leerlaufverluste unbelasteter Transformatoren.

Digitized by Google

z. B. der Motor *M* angelassen werden, so wird der Schalter A_2 geschlossen. Hierdurch fließt Strom von der Batterie *B* nach dem kleinen Elektromagneten *s*, der nun den Anker anzieht und hierdurch den Eisenkern *H* des Solenoides *S* auslöst, so daß dieser durch sein Gewicht herunterfällt und den Schalter A_1 des Primärstromkreises des Transformators schließt. Der Stromkreis der Lokalbatterie *B* bleibt nach diesem Vorgange geöffnet, da der Hebelarm *h* nach Abwärtsbewegung des Eisenkernes *H* um die Tiefe der Einkerbung *E* aus seiner Ruhelage gerückt bleibt und diese Bewegung genügt, um den Kontakt K_4 zu unterbrechen. Beim Abstellen der Motoranlage *M* wird A_2 in die gezeichnete Stellung gebracht. Der Schalthebel berührt hierbei vorübergehend den Kontakt K_3, was zur Folge hat, daß das Solenoid *S* von dem Sekundärstrome des Transformators kräftig erregt wird, der Magnetkern *H* in die Höhe schnellt und den Primärstrom des Transformators momentan unterbricht. Der Hub des Magnetkernes *H* ist so begrenzt, daß ein sicheres Einklinken des Hebels *h* und Arretieren des Eisenkernes *H* gewährleistet wird.

Transformatoren für den Belastungsausgleich, wie sie im Abschnitte 20 S. 61 behandelt wurden, verwendet man bei Einphasen-

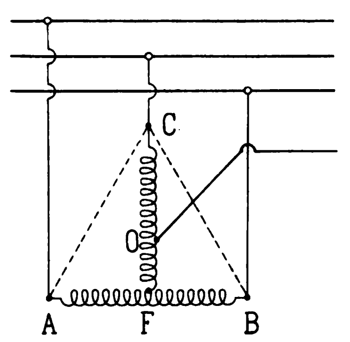


Fig. 275. Belastungsausgleich in Dreiphasennetzen nach der Scottschen Schaltung.

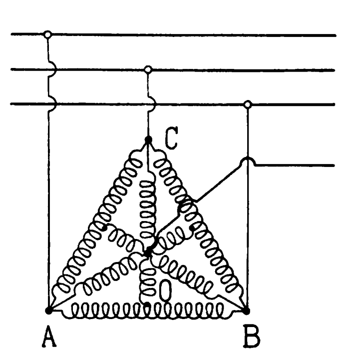


Fig. 276. Belastungsausgleich in Dreiphasennetzen.

anlagen mit sekundärer Verteilung nach dem Dreileitersysteme. Am zweckmäßigsten benutzt man hierzu Kerntypen, bei welchen die den beiden Netzhälften entsprechenden Wicklungen möglichst nahe bezw. enge neben- oder übereinander auf einem Kerne gewickelt sind.

Dasselbe Prinzip des Belastungsausgleiches kann auch für Mehrphasenanlagen verwendet werden, wenn wir zunächst Vorkehrungen treffen, um einen neutralen Punkt im Innern des Transformators zu schaffen und ferner eine genügend intensive induzierende

Digitized by Google

Einwirkung zwischen den verschiedenen Phasen ermöglichen. Ganz allgemein können wir z. B. an einer bestimmten Stelle eines Dreiphasennetzes einen neutralen Punkt schaffen, indem wir nach demselben Prinzip wie die Scott-sche Schaltung zwischen A und B (Fig. 275) eine Ausgleichswicklung anordnen und vom Mittelpunkte derselben aus eine zweite Ausgleichswicklung FC anbringen. In einem Punkte O, der zwischen C und F die Windungszahlen im Verhältnisse 1 : 2 teilt, kann man dann den neutralen Leiter anbringen. Vollständige Symetrie im Systeme (D.R.P. No. 131908) erreichen wir durch Wiederholung der Ausgleichsanordnung zwischen AB und FB in den anderen Phasen (Fig. 276). Die Wicklungen der Ausgleichsanordnung bilden auf diese Weise zwei dreiphasige

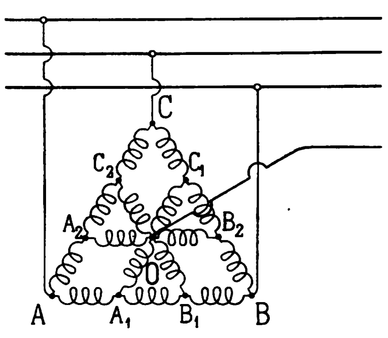
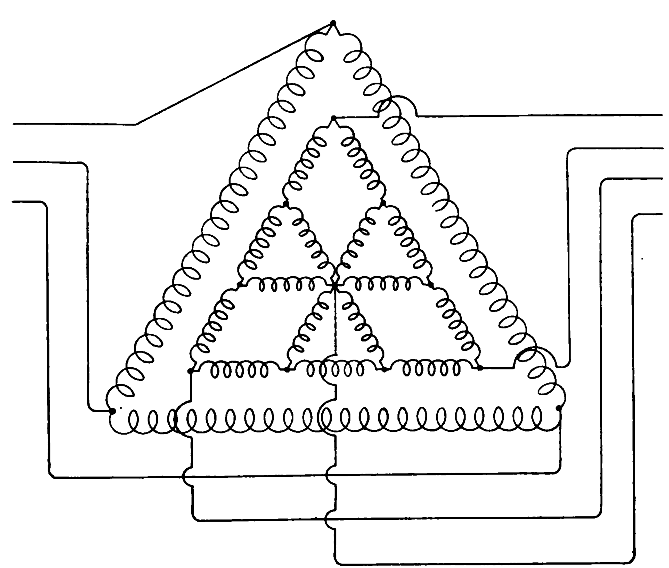


Fig. 277. Belastungsausgleich in Dreiphasennetzen.


Fig. 278. Belastungsausgleich in Dreiphasennetzen mit Transformation der Spannungen.

Gruppen, die je auf einem dreikernigen Transformator aufgebracht werden. Wird die in Fig. 277 dargestellte Anordnung verwendet, so kann man die Wicklung des Ausgleichers auf einen einzigen

Digitized by Google

dreikernigen Transformator aufbringen, weil jetzt die in den Windungen AC und A_1C_1, ferner BC und B_1C_2, sowie AB und A_2B_2 induzierten EMKe gleiche Phase haben. Die Windungszahlen zwischen sämtlichen Wicklungsabteilungen sind hierbei gleich.

Die Ausgleichsanordnungen können naturgemäß mit einer Transformation der Spannungen vereinigt werden, wie dies in Fig. 278 für die Anordnung der Fig. 277 dargestellt ist.

62. Aufstellung der Transformatoren.

Bei der Aufstellung von Transformatoren können wir zwischen Einzel- und Gruppentransformatoren unterscheiden. Einzeltransformatoren kommen hauptsächlich für städtische Beleuchtungsanlagen in Betracht, wo ein weitverzweigtes primäres Leitungsnetz vorhanden ist.

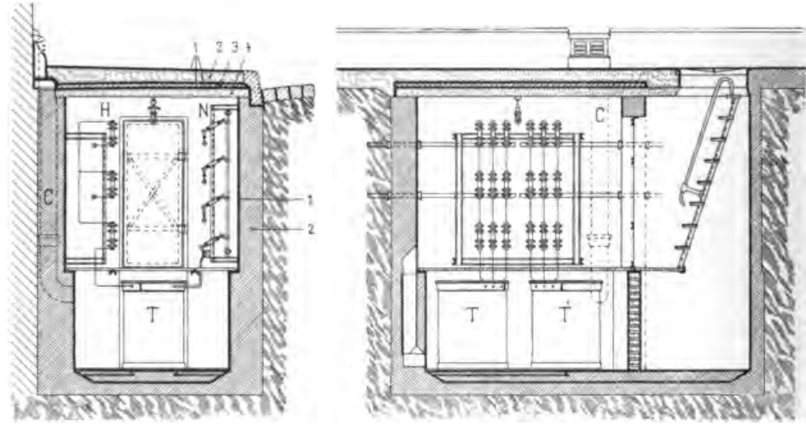


Fig. 279. Transformatorenschacht.

H = Hochspannungsseite. 1. Asphalt.
N = Niederspannungsseite. 2. Beton.
T = Transformator. 3. Kork.
C = Ventilatoren. 4. Mauerwerk.

Der Aufstellungsort der Transformatoren ist möglichst in der Nähe des größten Verbrauchers, möglichst feuersicher und leicht zugänglich für die Überwachung, zu wählen. Je nach der Art der Leitungsführung werden Einzeltransformatoren in Keller- oder Dachräumen aufgestellt. Einzeltransformatoren sind ganz besonders durch Anbringung von Verschlägen, Geländern, Abdeckungen usw. jeder zufälligen Berührung zu entziehen. Nach den Bestimmungen des Verbandes Deutscher Elektrotechniker müssen alle diese Ab-

Digitized by Google

deckungen, Gehäuse usw. sorgfältigst geerdet sein. Außerhalb der Betriebsräume werden Transformatoren in besonderen Baulichkeiten untergebracht. Dieselben sind wieder, je nach der Leitungsführung, unterirdisch als Transformatorenschächte, oder im Straßenniveau als Transformatorenhäuschen angeordnet. Die Transformatorenschächte oder -häuschen sind dann gewöhnlich noch mit

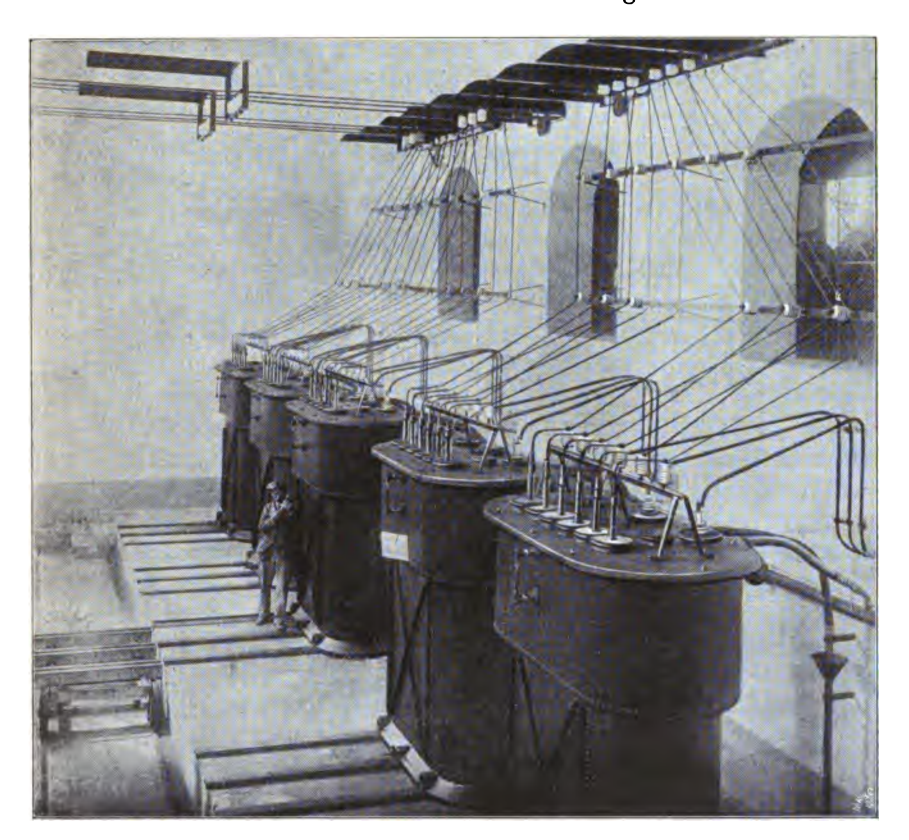


Fig. 280. Transformatorenraum.

den nötigen Sicherungen für die Hoch- und Niederspannungsseite, sowie in manchen Fällen mit Kontrollmeßgeräten und Blitzschutzvorrichtungen ausgestattet. Gegen das Eindringen von Grundwasser oder Straßenfeuchtigkeit sind umfassende Sicherungen zu treffen und ebenso ist für eine ausreichende Ventilation des Raumes Sorge zu tragen.

Fig. 279 zeigt zwei Schnitte durch einen Transformatorenschacht des Elektrizitätswerkes in Ludwigshafen.[1]) Aus der

[1]) Aus O. v. Miller, Versorgung der Städte mit Elektrizität.

Digitized by Google

Anordnung ist die vollständige räumliche Trennung der Transformatoren von den Schaltapparaten, sowie die Ein- und Ausführung der Kabel und die Ventilationseinrichtung ersichtlich. Die Transformatorenhäuschen sind je nach Bedarf mannigfach verschieden. Sie werden an öffentlichen Straßen, an passenden feuersicheren Plätzen angeordnet. Sehr beliebt ist derzeit die Ausbildung des Transformatorhäuschens als Plakatsäule mit einem drehbaren Mantel, der den Transformator von allen Seiten zugänglich macht.

Bei Freileitungen werden Transformatoren häufig direkt auf die Leitungsmaste befestigt und bedürfen in diesem Falle keiner Erdung, müssen jedoch möglichst wetterfest gegen außen abgeschlossen sein. In England und Amerika findet man vielfach die Anordnung von in Öl stehenden Transformatoren unter dem Straßenniveau ohne eine besondere Abdeckung oder einen Schutzverschlag. Das Ölgefäß muß dann sehr widerstandsfähig und dicht abschließend sein.

In größeren Anlagen sind die Aufstellungsplätze der Transformatoren immer mit Rücksicht auf eine etwa vorzunehmende Ausdehnung des Niederspannungsnetzes zu wählen, man macht deshalb die Transformatorenhäuschen bezw. -schächte so, daß sie mehrere Transformatoren aufnehmen können.

Bei großen Kraftübertragungen, wo die gesamte von den Generatoren erzeugte Leistung einer Spannungstransformation in der Primärstation auf die Übertragungsspannung und der Sekundärstation einer solchen auf die Verteilungsspannung unterzogen wird, hat man naturgemäß die Transformatoren von oft großer Leistung in besonders errichteten Gebäuden unterzubringen, in welchen die Kühlungsvorrichtungen zentralisiert und alle auf die Einleitung der Hochspannung, Sicherung der Leitung und Transformatoren bezughabenden Apparate unterzubringen sind. Eine derartige Anlage mit 5 Transformatoreneinheiten von je 1400 KVA und einem Übersetzungsverhältnis von $\frac{26000}{1000}$ Volt zeigt die Fig. 280.

Digitized by Google

Siebenzehntes Kapitel.

Transformatoren zur Messung und Regulierung der Spannung und Stromstärke.

63. Meßtransformatoren und Meßschaltungen. — 64. Regulierung der Spannung. 65. Regulierung der Stromstärke. — 66. Saugtransformatoren.

63. Meßtransformatoren und Meßschaltungen.

Die Messung der Spannung und Stromstärke in Hochspannungsnetzen wird mit Rücksicht auf eine möglichst weitgehende Trennung aller mit Hochspannung in Berührung stehender Teile von dem Bedienungsschaltbrette durch Vermittlung von Meßtransformatoren vorgenommen. Die Primärwicklung derselben wird, je nach dem der Transformator zur Spannungs- oder Strommessung

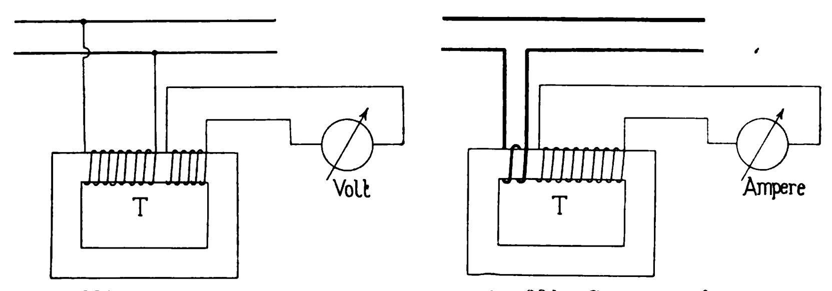


Fig. 281. Spannungstransformator. Fig. 282. Stromtransformator.

dienen soll, parallel zu den Punkten gelegt, zwischen welchen die Spannung gemessen werden soll, bezw. in die Leitung geschaltet, in welcher man den Strom beobachten will. In Fig. 281 ist ein Spannungstransformator, in Fig. 282 ein Stromtransformator dargestellt. Das Übersetzungsverhältnis der Spannungstransformatoren richtet sich ganz nach der Höhe der Spannung, die man als Normalspannung am Schaltbrett zuläßt. Bei Stromtransformatoren darf

Digitized by Google

durch die Einschaltung der Primärwicklung keine wesentliche Erhöhung des Leitungswiderstandes hervorgerufen werden, weshalb die Primärspule gewöhnlich nur aus einer einzigen Windung besteht. Mitunter wird auch die Sekundärspule direkt über den den zu messenden Strom führenden Leiter gewickelt. Die Sekundärspule erhält so viele Windungen, als der Empfindlichkeit des betreffenden Meßinstrumentes entspricht.

Für die Durchführung und Überwachung der Regulierung eines ausgedehnten Netzes, ist in der Zentrale die Kenntnis der an den einzelnen Verbrauchsstellen und Speisepunkten herrschenden

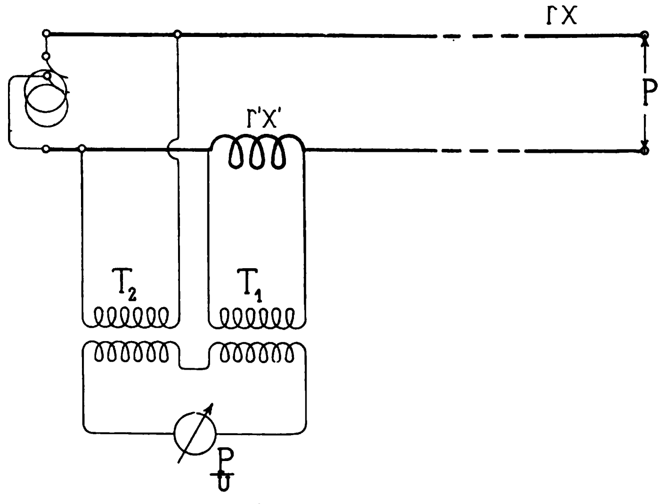


Fig. 283. **Meßschaltung.**

Spannungen unbedingt erforderlich. Sind die Speiseleitungen von nicht zu großer Länge, so bedient man sich der Meßleitungen, welche von dem betreffenden Speisepunkt nach der Zentrale zurückgeleitet werden. Der Widerstand derselben ist dann entweder dem Voltmeterwiderstande gegenüber vernachlässigbar klein, oder er wird bereits bei der Eichung der Instrumente berücksichtigt.

Bei sehr langen Speiseleitungen hingegen ist die Anordnung und Isolation von Meßleitungen sehr teuer, weshalb man in diesem Falle besondere M e ß s c h a l t u n g e n verwendet. Seien r und x Widerstand und Reaktanz der Speiseleitung, in der der Strom J fließt, so hat man, um die Speisepunktsspannung P in der Generatorstation zu ermitteln, in die Leitung einen Widerstand r' und eine Reaktanz x' einzuschalten (Fig. 283). r' und x' werden entweder direkt oder mittels einer Nebenschließung so abgeglichen, daß sie

Digitized by Google

in einem bestimmten Verhältnisse zu r und x der Leitung stehen, also z. B.

$$r' = \frac{r}{u} \text{ und } x' = \frac{x}{u}.$$

Die auf die Primärwicklung des Transformators T_1 wirkende Spannung ist dann

$$J \cdot \sqrt{r'^2 + x'^2} = \frac{1}{u} \cdot J \cdot \sqrt{r^2 + x^2},$$

somit der Größe nach proportional und der Phase nach gleich dem Spannungsabfall in der Leitung. Parallel zur Stromquelle oder den

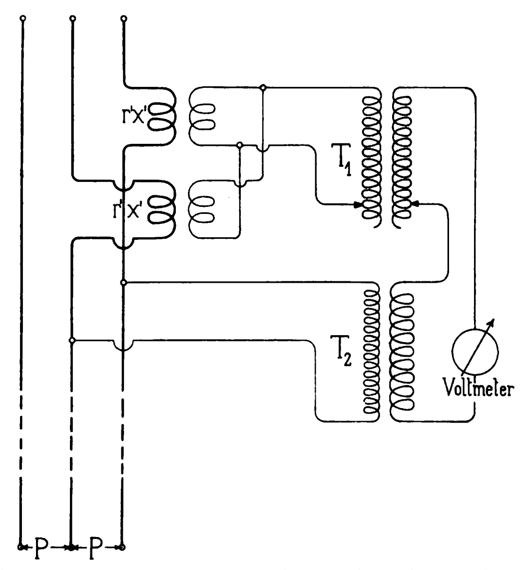


Fig. 284. Schaltungsschema für eine dreiphasige Meßanordnung.

Sammelschienen schalten wir einen Spannungsmeßtransformator T_2 mit dem Übersetzungsverhältnisse $\frac{1}{u}$. Besitzt der Transformator T_1 das Übersetzungsverhältnis $\frac{1}{1}$ und sind die Sekundärwicklungen der Transformatoren T_1 und T_2 richtig verbunden, so zeigt ein in diesen Stromkreis geschaltetes Voltmeter eine der Speisepunktsspannung P proportionale Spannung $\frac{P}{u}$ an.

Wählen wir z. B. $r' = \frac{r}{50}$ und $x' = \frac{x}{50}$, so muß das Übersetzungsverhältnis von T_2 $^1/_{50}$ betragen, wenn T_1 $^1/_1$ übersetzt und

Digitized by Google

das Voltmeter die Spannung $\frac{P}{50}$ anzeigt. Wählen wir $r' = \frac{r}{500}$ und $x' = \frac{x}{500}$, so erhalten wir die gleichen Ablesungen am Voltmeter, wenn wir dem Transformator T_1 das Übersetzungsverhältnis $^1/_{10}$ geben.

Bei der praktischen Ausführung einer derartigen Meßschaltung macht man die Windungszahlen des Transformators T_1 auf der Primär- und Sekundärseite variabel. Das Schaltungsschema für

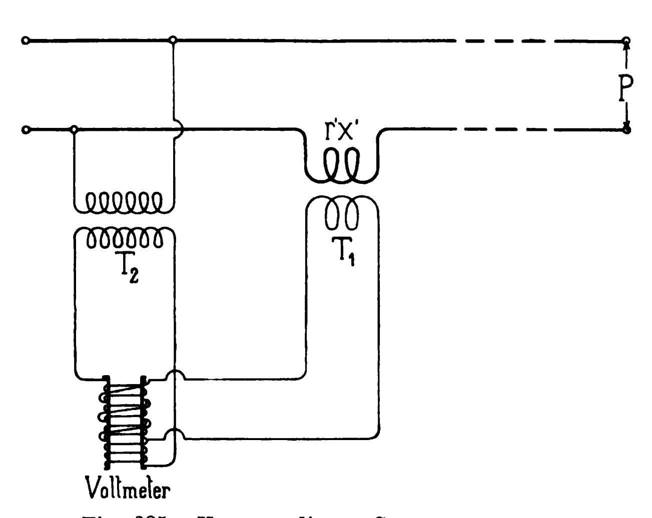


Fig. 285. Kompoundierter Spannungsmesser.

eine dreiphasige Meßanordnung zeigt Fig. 284. Es werden hierbei sowohl für die Stromstärke als auch für die Spannung zwei Phasen kombiniert. Die Abgleichung auf Widerstand und Reaktanz der Speiseleitung erfolgt dann empirisch.

Wo es sich nicht um besonders genaue Angaben handelt, kann man auch den Spannungsmesser kompoundieren. Zu diesem Zwecke, siehe Fig. 285, ordnet man über den mit der Sekundärwicklung in Verbindung stehenden Voltmeterspulen eine Hilfsspule an, auf welche die mit $J \cdot \sqrt{r'^2 + x'^2}$ proportionale Spannung einwirkt. Bei richtiger Schaltung der Hilfsspule entspricht der Zeigereinstellung die resultierende, am Speisepunkt herrschende Spannung.

Digitized by Google

64. Regulierung der Spannung.

Bei den verschiedenen Energieverteilungsmethoden wird es darauf ankommen, unabhängig von der Art und Größe der Belastung bezw. Anzahl der eingeschalteten Stromverbraucher entweder eine Regulierung auf konstante Verbrauchsklemmenspannung oder eine solche auf konstante Verbrauchsstromstärke vorzunehmen.

Regulierung der Verbrauchsklemmenspannung. Wenn in einem Wechselstromnetze mehrere Speiseleitungen Strom von derselben Energiequelle erhalten, so kann es bei Betriebsverhältnissen, die einen großen Spannungsabfall in einer Speiseleitung verursachen, erforderlich werden, die Spannung des betreffenden Speisepunktes unabhängig von seiner Belastung und von den übrigen Speisepunkten zu regulieren, bezw. auf einem konstanten Wert zu erhalten.

Die erste gebräuchliche Form dieser Spannungsregulatoren, auch Spannungserhöher oder Booster genannt, wurde von Stillwell und Kapp angegeben und besteht dem Prinzipe nach aus einem Transformator (Fig. 286), dessen sekundäre Wicklung in die Speiseleitung eingeschaltet wird. Die primäre Wicklung liegt parallel zu den Sammelschienen. Die Windungszahl der sekundären Spule ist so bemessen, daß die an den Klemmen derselben verfügbare Spannung gerade hinreicht, um den maximalen Spannungsverlust in der Leitung zu decken. Um bei kleineren Belastungen eine Spannungsregulierung zu erhalten, sind die Spannungserhöher so eingerichtet, daß die Windungszahl nach Maßgabe der Belastung variiert werden kann. In Fig. 287 ist der sekundäre Teil in Windungsgruppen unterteilt, während in Fig. 288 der primäre Teil unterteilt ist. Bei ersterer Anordnung ist die Betriebssicherheit eine geringere, da im Falle einer Beschädigung des Schalters die ganze Speiseleitung stromlos wird. Die Anordnung der Fig. 288 vermeidet diesen Übelstand, nur muß hier die Windungszahl w der ersten Stufe so bemessen werden, daß das der untersten Hebelstellung entsprechende Feld keine zu große Erwärmung im Transformator erzeugt. Der maximalen Spannungserhöhung entspricht in Fig. 287 die oberste, in Fig. 288 die unterste Hebelstellung.

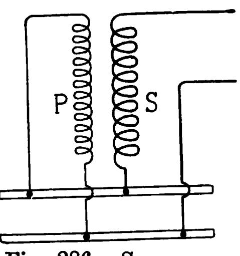


Fig. 286. Spannungserhöher (Booster) für Speiseleitungen.

Digitized by Google

Das vollständige Schaltungsschema eines Spannungserhöhers der Westinghouse El. Mfg. Comp. für Einphasen-Lichtanlagen

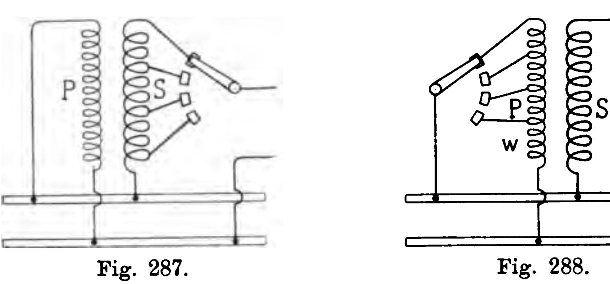


Fig. 287. Fig. 288.

Fig. 287 und 288. Spannungserhöher (Booster) für Speiseleitungen mit veränderlicher Windungszahl.

zeigt die Fig. 289. Die Schaltung entspricht dem Schema der Fig. 287. Seine Aufstellung erfolgt am zweckmäßigsten auf oder hinter der Schalttafel. Die Einstellung der Generatorspannung kann nun in der Weise erfolgen, daß man entweder den Generator nach derjenigen Speiseleitung reguliert, welche den geringsten Spannungsabfall besitzt und den Regulator zur Erhöhung der Spannung einer oder mehrerer Speiseleitungen benutzt, oder man kann die Sammelschienenspannung auf einen Mittelwert der Speisepunktsspannungen einstellen und durch die Regulatoren, die für jede Speiseleitung erforderliche Zusatzspannung hinzufügen oder abziehen. Um letzterer Anordnung zu entsprechen, ist ein Umschalter *U* für den Primärstrom vorgesehen.

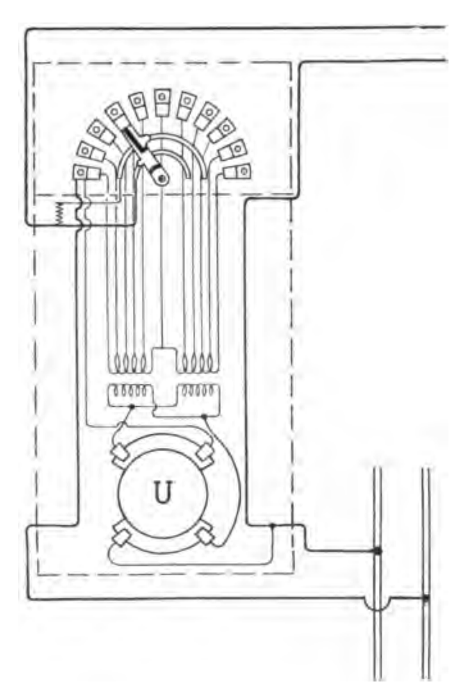


Fig. 289. Schaltungsschema eines Spannungserhöhers der Westinghouse El. Mfg. Comp.

Bei höheren Spannungen müssen alle Schalter vermieden werden. Um dies zu erreichen, wickelt man die sekundäre Wicklung *S*, (Fig. 290), auf einen aus lamellierten Blechen bestehenden

Digitized by Google

Ring so auf, daß er zweipolig magnetisiert wird. Die primäre Wicklung P ist auf einen Anker A gewickelt, dem man durch ein an seiner Welle angebrachtes Schneckengetriebe verschiedene Stellungen in dem Ringe geben kann. Steht der Anker in der gezeichneten Lage, so geht ein Maximum des Kraftflusses durch die Sekundärwindungen und die Spannungserhöhung ist ein Maximum. Wird der Anker um 90^0 gedreht, so heben sich die induzierten EMKe in der Sekundärwicklung auf und die Spannungserhöhung ist gleich Null.

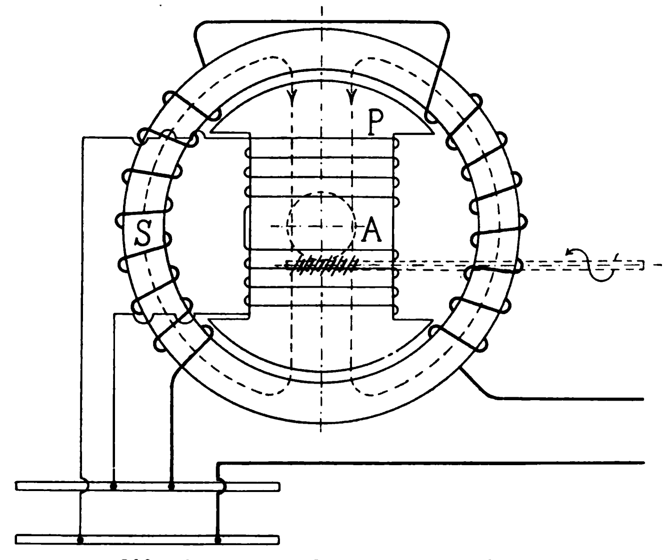


Fig. 290. Spannungserhöher für hohe Spannungen.

Befindet sich der Anker unter einem $\sphericalangle\,\alpha$ gegen die Vertikale geneigt, so wird unter Voraussetzung gleichmäßig verteilter Wicklung die Spannungserhöhung proportional $\cos\alpha$ sein. Für α zwischen 90 und 180^0 tritt eine Spannungserniedrigung auf.

Bei der in Fig. 290 dargestellten Anordnung kann der Magnetisierungsstrom und der Spannungsabfall ganz beträchtliche Werte erreichen. Der magnetische Widerstand in Bezug auf die Primärwicklung unabhängig von der Stellung des Ankers und der magnetische Widerstand in Bezug auf die Sekundärwicklung ist je nach der Ankerstellung verschieden. Würde man, um einen geringeren magnetischen Widerstand zu erhalten, den beweglichen Teil mit einem gleichmäßig verteilten Eisen ausstatten, so erzielte man wohl einen kleineren und fast konstanten Magnetisierungsstrom, aber einen großen Spannungsabfall infolge der von dem primären und

Digitized by Google

sekundären Strome erzeugten Streufelder. Dieser Spannungsabfall kann bei gleichmäßig verteiltem Eisen auf einen zulässigen Wert reduziert werden, indem man nach Ausführungen der Westinghouse Electric Mfg. Comp. (s. ETZ 1902, S. 984) an demjenigen Teil, der die parallel zur Leitung geschaltete Wicklung trägt, ein in sich kurzgeschlossenes und gegen die Primärwicklung um 90° verschobenes Windungssystem K aufbringt (Fig. 291 a, b, c). Der Kraft-

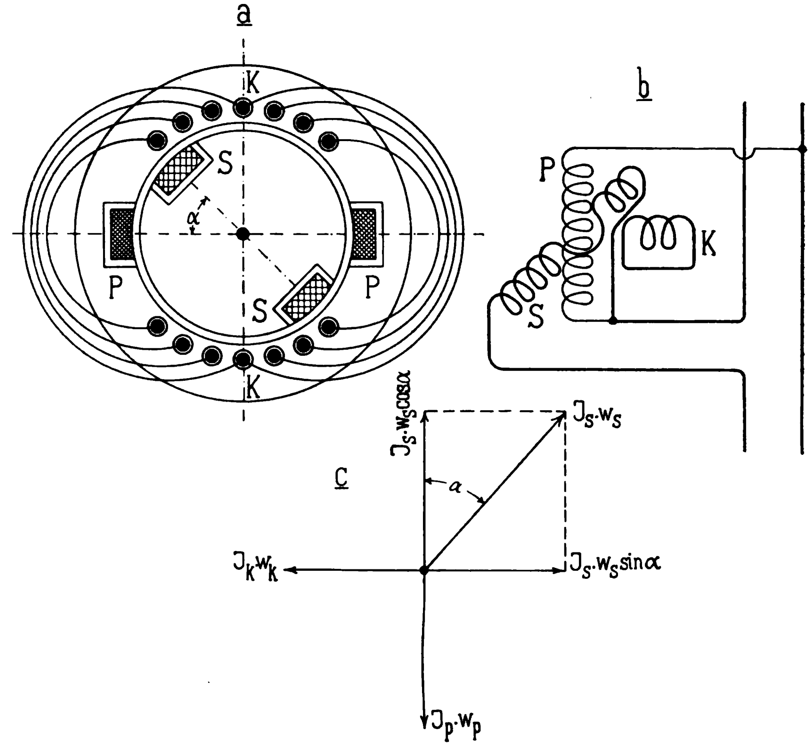


Fig. 291. Spannungserhöher der Westinghouse El. Mfg. Comp. für hohe Spannungen.

fluß der Primärwicklung P ist in Bezug auf die Kurzschlußwicklung K wirkungslos, weil der Kraftfluß der Primärwicklung parallel zur Ebene der Wicklung K verläuft. Die Amperewindungen $J_s w_s$ der Sekundärwicklung können für irgend einen Winkel α den die Wicklungsebene der Wicklung S gegenüber der Primärwicklung P einschließt, in die Komponenten $J_s w_s \cos\alpha$ und $J_s \cdot w_s \cdot \sin\alpha$ zerlegt werden. Die Komponente $J_s \cdot w_s \cos\alpha$ ist nun den Amperewindungen der Primärwicklung annähernd gleich und entgegengerichtet, während die Komponente $J_s \cdot w_s \cdot \sin\alpha$ durch die Gegenamperewindungen

Digitized by Google

der Kurzschlußwicklung K aufgehoben werden. Durch diese Anordnung wurde eine Kompensation der vom Strome in der Sekundär-

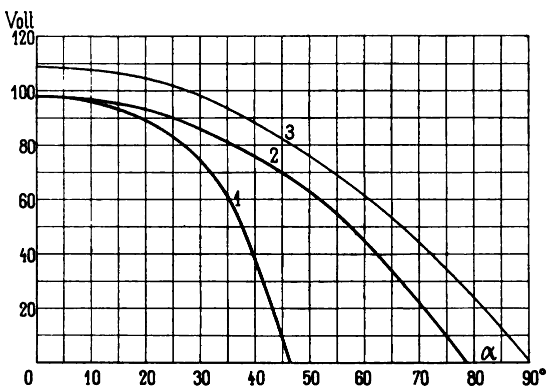
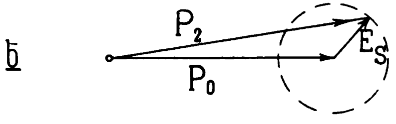


Fig. 292. Die als Funktion des Drehungswinkels α an der Sekundärwicklung gemessenen Spannungen eines Spannungserhöhers der Union El.-G.

wicklung erzeugten Amperewindungen erzielt, so daß abgesehen vom Widerstande und der Reaktanz der Sekundärwicklung, die übrigens sehr klein gehalten werden kann, die sekundär induzierte EMK proportional der Primärspannung und dem $\cos \alpha$ variiert.



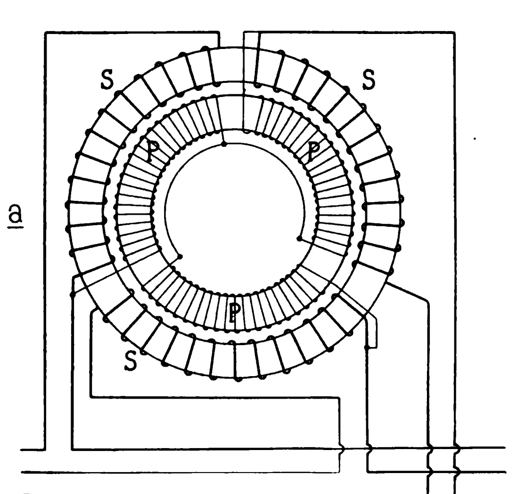


Fig. 293. Spannungserhöher für ein Dreiphasensystem.

Fig. 292 zeigt die mit einem Spannungserhöher der Union El.-Ges. für 10 KVA Aufnahme erhaltenen Versuchsresultate (Zeitschrift für Elektrotechnik, 1904, S. 19). Die Sekundärwicklung wurde auf fast induktionsfreie Belastung geschaltet und der Strom auf 100 Amp. einreguliert. Die Primärspannung wurde konstant gehalten.

Die dargestellten Kurven zeigen die an der Sekundärwicklung

Digitized by Google

gemessenen Spannungen als Funktion des Winkels α und zwar Kurve 1 bei offener Kurzschlußwichlung (nicht kompensiert) und Kurve 2 bei geschlossener Kurzschlußwicklung (kompensiert). In Kurve 3 ist noch die Abhängigkeit zwischen der sekundär induzierten EMK und der Ankerstellung dargestellt, wenn der Belastungsstrom gleich Null ist.

Für Mehrphasensysteme kann man die in Fig. 286 bis 288 dargestellten Anordnungen verwenden, wenn man für jede Phase eine besondere Primär- und Sekundärwicklung anordnet. Die Veränderung der Windungszahl hat dann für jede Phase gleichförmig mit einem einzigen Hebel zu erfolgen. Zweckmäßiger sind jedoch wieder die Anordnungen, welche die Schalter vermeiden. Für ein Dreiphasensystem wickelt man nach Fig. 293 a die drei Sekundärphasen S auf den Stator, die drei Primärphasen P auf den Rotor eines Dreiphasenmotors. Der Rotor muß so angeordnet werden, daß er in verschiedene Stellungen der Stotorwicklung gegenüber gebracht werden kann.

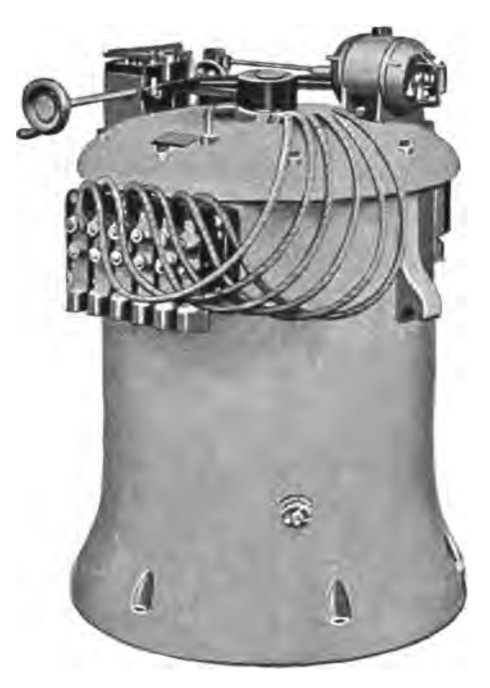


Fig. 294. Gesamtansicht eines Spannungserhöhers für eine Dreiphasenanlage der Union El.-Ges.

Das von der parallel zur Stromquelle liegenden Primärwicklung erzeugte Drehfeld, rotiert mit konstanter Winkelgeschwindigkeit und induziert in den drei Phasen der Statorwicklung EMKe. Durch die gegenseitige Lage der einzelnen Phasen der Sekundärwicklung gegenüber derjenigen der Primärwicklung wird die in der Statorwicklung induzierte EMK E_s, die auf den äußeren Stromkreis wirkende Klemmenspannung P_2 erhöhen oder erniedrigen. Die Einstellung auf die gewünschte Spannung erfolgt durch Veränderung der gegenseitigen Lage zwischen Primär- und Sekundärwicklung der entsprechenden Phasen. Die Fig. 293 b zeigt, wie man durch

Digitized by Google

Verschiebung der Phase der in der Sekundärwicklung induzierten EMK E_s die Spannung von P_0 auf P_2 erhöhen kann. Durch diese Spannungsregulierung wird der Strom in seiner Phase gegenüber der Spannung geändert. Die Änderung ist aber so klein, daß sie keine Unannehmlichkeiten mit sich führt.

Der in Fig. 293 dargestellte Spannungserhöher wird oft in einer etwas abgeänderten Form zur Erregung von künstlichen Phasenverschiebungen benutzt. Zu dem Zweck gibt man am besten der primären und sekundären Wicklung dieselbe Windungszahl. Das magnetische Drehfeld induziert dann primär und sekundär dieselben EMKe; aber die Phasenverschiebung derselben ist je nach der gegenseitigen Lage des Rotors und Stators verschieden. Derartige Transformatoren zur Herstellung künstlicher Phasenverschiebungen zwischen Spannungen werden vielfach zur Eichung von Wattmetern und Zählern benutzt.

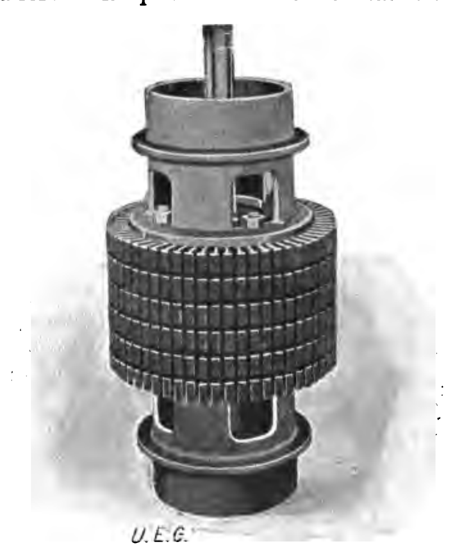


Fig. 295. Rotor des Spannungserhöhers Fig. 294.

Auf den Anker des Spannungserhöhers wirkt, sobald er unter Spannung ist, ein sehr großes Drehmoment, welches die Einstellung erschwert. Siemens & Halske ordnete deshalb die Spannungserhöher der Anlage in Paderno so an, daß immer zwei Anker, deren Primärwindungen so geschaltet waren, daß die Drehfelder in entgegengesetzten Richtungen rotieren, mechanisch gekuppelt waren. Die auftretenden Drehmomente heben sich gegenseitig auf, und die Einstellung kann sehr leicht vorgenommen werden.

Die Einregulierung der erforderlichen Spannung kann bei den zuletzt beschriebenen Anordnungen auf jeden beliebigen Punkt zwischen Null und dem erreichbaren Maximum vorgenommen werden, während bei den ersteren die Spannungsänderung nur sprungweise erfolgen kann. Die Einregulierung kann entweder von Hand oder automatisch durch ein Relais und einen Stellmotor erfolgen.

Die praktische Ausführung eines Regulators der Union El.-Ges. für Dreiphasenanlagen für 10 KVA, 50 Perioden, 165 Volt Primärspannung und $\pm$ 30,5 Volt Spannungsänderung ist in den Fig. 294,

Digitized by Google

295 und 296 wiedergegeben. Die primäre, bezw. sekundäre Wicklung wird in Nuten auf den beweglichen Kern Fig. 295, bezw. fest-

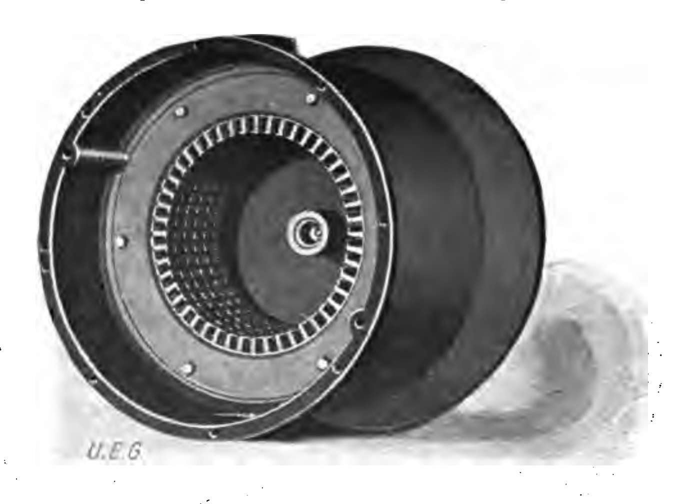


Fig. 296. Stator des Spannungserhöhers Fig. 294.

stehenden Teil Fig. 296 angeordnet. Die in Stern- oder Dreiecks-Schaltung auf den beweglichen Anker aufgebrachte Wicklung P kann im Maximum um 90° bei einem vierpoligen, und um 60° bei einem sechspoligen Regulator gegenüber der Primärwicklung verstellt werden. Die Verstellung erfolgt bei der abgebildeten Anordnung durch einen Stellmotor, der vom Schaltbrette aus betätigt wird.

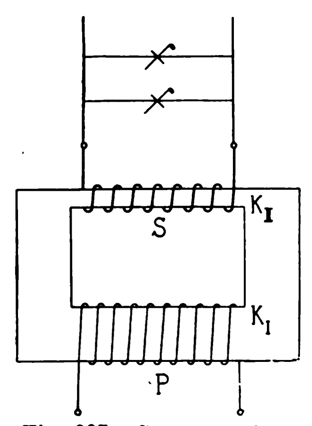


Fig. 297. Starkgesättigter Transformator als Spannungsregler.

Zur Regulierung der Spannung in Wechselstromnetzen können auch übererregte Synchronmotoren und übersynchron arbeitende Asynchronmaschinen benutzt werden. Auf diese Regulierungsmethoden werden wir jedoch erst im Bd. IV und V näher eingehen.

Eine selbsttätige Regulierung der Spannung innerhalb geringerer Grenzen, die mitunter für Lampen erforderlich ist, die vom gleichen Netze wie große Motoren mit stark wechselnder Belastung gespeist werden, kann durch Anordnung eines stark gesättigten Transformators erreicht werden. Eine Schwankung

Digitized by Google

der Primärspannung bringt bei dem in Fig. 297 dargestellten Transformator mit sehr stark gesättigtem Kerne K_{II} nur eine verhältnismäßig geringe Änderung der Sekundärspannung hervor. Der große Magnetisierungsstrom kommt in diesem Falle gewöhnlich nicht in Betracht.

65. Regulierung der Stromstärke.

Die Einregulierung auf konstante Stromstärke oder auf eine mit der Zahl der eingeschalteten Energieverbraucher proportional varriierende Spannung kann bei konstanter primärer Klemmenspannung durch die Einschaltung von konstanten oder mit der Belastung variablen Reaktanzen erfolgen. Die gebräuchlichsten Anordnungen bestehen in der Anwendung von Drosselspulen, der Anwendung von Transformatoren mit magnetischem Nebenschlusse und der Anwendung von Transformatoren mit gegeneinander oder gegenüber dem Eisenkörper automatisch verstellbaren Spulen.

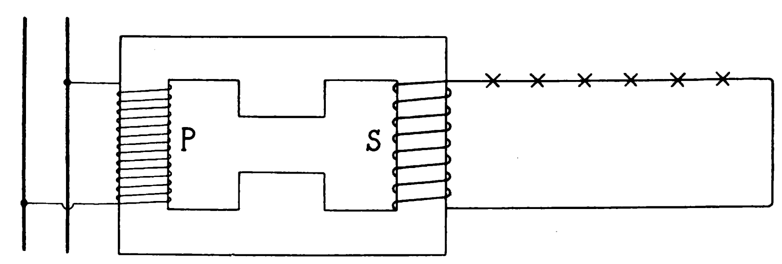


Fig. 298. Transformator mit magnetischem Nebenschluß zur Einregulierung auf konstante Stromstärke.

Die Anwendung von Drosselspulen wurde bereits in den Abschnitten 38 u. 39 erläutert. Ein in den magnetischen Stromkreis eines Transformators eingeschalteter magnetischer Nebenschluß (Fig. 298) erlaubt nur eine Regulierung innerhalb sehr enger Grenzen. Bei offenem Sekundärstromkreis geht der größte Teil des Kraftflußes durch die Sekundärspule und die Streuung ist verhältnismäßig klein. Sind sämtliche Stromverbraucher eingeschaltet, dann ist der durch den magnetischen Nebenschluß gehende Teil des Kraftflusses größer, während der durch die sekundäre Spule gehende Kraftfluß gerade ausreicht, um bei normaler Stromstärke die erforderliche Klemmenspannung zu liefern. Der Vergrößerung des Stromes durch das Kurzschließen einzelner Lampen wirkt die Zunahme der Streuung entgegen.

Digitized by Google

Für die Anordnung mit gegeneinander, bzw. dem Eisenkörper gegenüber verstellbaren Spulen geben Fig. 299 und Fig. 302 zwei Beispiele.

Fig. 299 stellt einen von Elihu Thomson angegebenen Versuchstransformator für 20 sechzehnkerzige Glühlampen dar. Auf den Eisenkörper, der nach der Manteltype ausgebildet ist, wird eine fest angeordnete Primärspule und eine relativ zu derselben verstellbare sekundäre Spule aufgebracht. Die Verstellung erfolgt

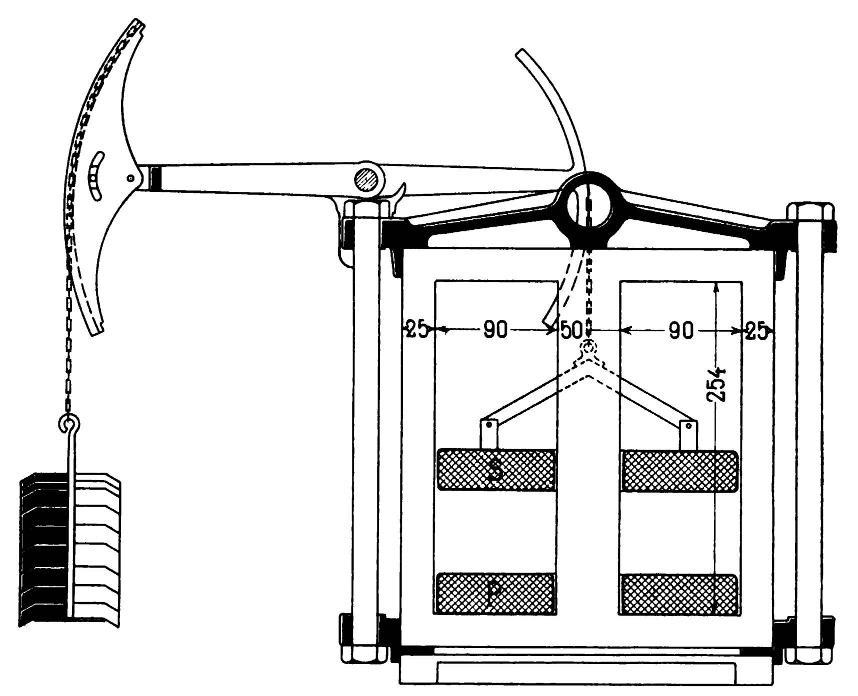


Fig. 299. Transformator mit gegeneinander automatisch verstellbaren Spulen zur Einregulierung auf konstante Stromstärke von Elihu Thomson.

durch ein Helbelsystem, welches für eine bestimmte Stellung der Sekundärspule und eine bestimmte Kraftwirkung zwischen Primär- und Sekundärspule, entsprechend dem normalen Strome, ausbalanciert ist. Sind nun im Sekundärstromkreise eine bestimmte Anzahl von Lampen eingeschaltet und ist durch das Kurzschließen einer oder mehrerer Lampen der Sekundärstrom bestrebt anzuwachsen, so wird das Gleichgewicht des Systems durch die vergrößerte abstoßende Kraft zwischen den Spulen gestört und die bewegliche Spule wird durch den Gewichtshebel so weit von der festen Spule entfernt, bis sich ein neuer Gleichgewichtszustand einstellt. Dadurch

Digitized by Google

wird auch gleichzeitig die in der sekundären Spule induzierte EMK auf den der neuen Lampenzahl entsprechenden Wert reduziert.

Die Einstellung des Transformators kann nun so erfolgen, daß er praktisch entweder einen konstanten von der Lampenzahl unabhängigen, oder mit der Lampenzahl zu- bzw. abnehmenden Strom liefert. Dies wird durch Verstellung des Segmentes am Gewichtshebel be-

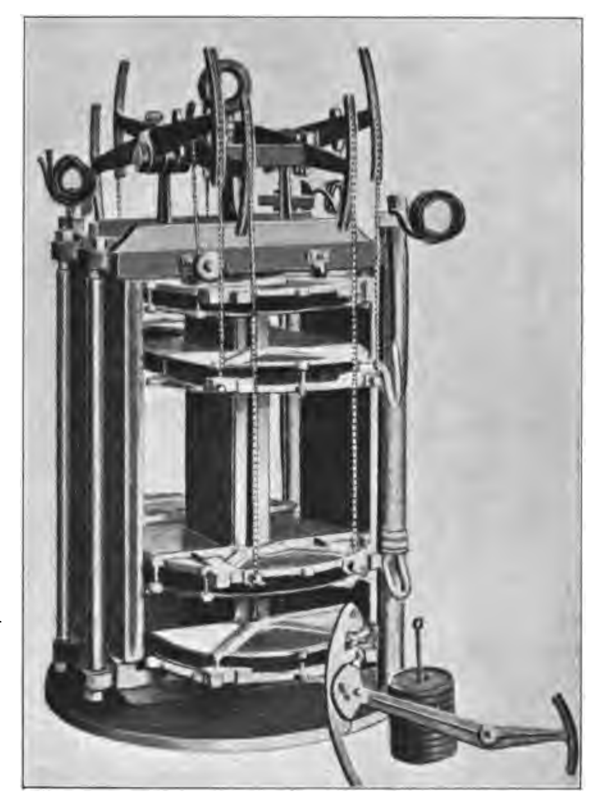


Fig. 300. Gesamtansicht eines Transformators mit gegeneinander verstellbaren Spulen zur Einregulierung auf konstante Stromstärke von der General Electric Comp.

wirkt, indem hierdurch mit zu- bzw. abnehmender Entfernung zwischen den Spulen der Hebelarm vergrößert bzw. verkleinert wird.

Die General Electric Comp. baut diese Transformatoren in zwei Normaltypen für 25 und 100 Lampen. Für 25 Lampen erhält der Transformator nur eine primäre und eine sekundäre Spule, für 100 Lampen zwei primäre und zwei sekundäre Spulen, wovon das eine Paar oben, das andere unten im Eisenkörper angeordnet wird (s. Fig. 300). Die Aufstellung der Transformatoren erfolgt in Öl.

Digitized by Google

Nach Versuchen[1]), die mit einem 100 Lampen-Transformator angestellt wurden, beträgt bei Volllast der Wirkungsgrad $\eta = 96{,}1\,\%$ und der Leistungsfakter $\cos\varphi = 0{,}78$; bei Halblast der Wirkungsgrad $\eta = 92{,}3\,\%$ und $\cos\varphi = 0{,}44$. Die Temperaturerhöhung des Öles wurde nach 24stündigem Betriebe zu 39° C. gemessen.

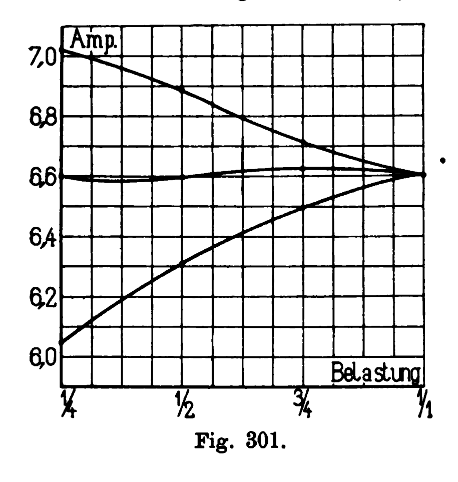
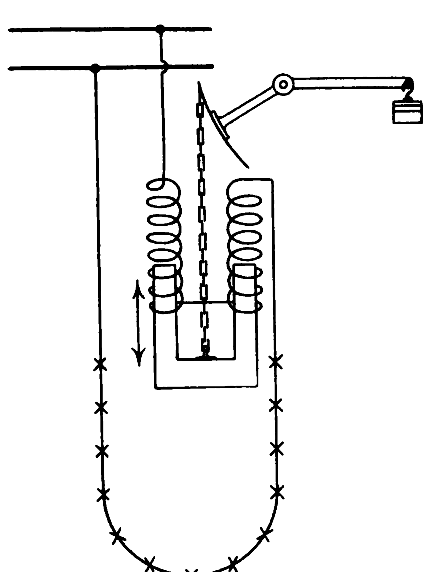


Fig. 301.

Die Regulierungsfähigkeit der Stromstärke ist aus Fig. 301 zu ersehen. Die mittlere Kurve entspricht der Einstellung auf konstante, die untere Kurve auf zunehmende, die obere auf abnehmende Stromstärke mit der Belastung.

Bei der in Fig. 302 dargestellten Anordnung ist die in den Lampenstromkreis eingeschaltete Wicklung fest angeordnet, während der Eisenkern mehr oder weniger in dieselbe eingeschoben werden kann. Der Eisenkern ist an einem zweiarmigen Hebel aufgehängt und durch Gewichte so ausbalanciert, daß er in der Ruhelage, also offenem Lampenstromkreise, ungefähr die in Fig. 302 angedeutete Stellung der Spule gegenüber einnimmt.


Fig. 302. Transformator mit gegenüber dem Eisenkörper automatisch verstellbaren Spulen.

Das Seriensystem ist heutzutage fast ausschließlich nur in England und Amerika in Gebrauch. Der Leistungsfaktor einer derartigen Anlage ist jedoch für die geringen Belastungen sehr niedrig und die Isolation der Lampen gegen Erde eine etwas kostspielige, weshalb sich dieses System nur für die Beleuchtung langer Straßen, großer Fabriksräume, Bahnhofanlagen u.s.w. empfiehlt.

[1]) Electric. World and Eng. Bd. XXXIV S. 685.

Digitized by Google

Die verwendeten Bogenlampen besitzen Nebenschlußregulierung und sind gewöhnlich zu 50 Perioden bestimmt.

66. Saugtransformatoren.

Zur Kompensation des Spannungsverlustes in den Schienen von Wechselstrombahnen schlug Gisbert Kapp ETZ 1902 vor, längs der Bahnstrecke in gewissen Zwischenräumen kleine Transformatoren, deren Primärwicklungen in Serie mit der Oberleitung und deren Sekundärwicklungen in Serie mit der Schienenleitung liegen, aufzustellen. Diese Anordnung ist im Prinzip durch die Fig. 303 dargestellt.

Von dem Strom J_1, der dem Wagen von der Oberleitung zugeführt wird, nimmt ein Teil J_0 seinen Weg durch das Erdreich zurück zur Zentrale, während der übrige Teil durch die Schienen zurückfließt. Der Transformator T sollte nun dazu dienen, die Potentialdifferenz zwischen Schiene und Erde auszugleichen, d. h. mit anderen Worten den Spannungsabfall in den Schienen kompensieren. Dies geschieht, wie wir gleich sehen werden, nur auf Kosten eines größeren Spannungsabfalles in der Oberleitung.

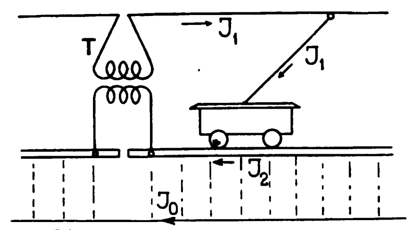


Fig. 303. Saugtransformator zur Kompensation des Spannungsverlustes in den Schienen nach Gisbert Kapp.

Der Transformator hat aber außerdem das Bestreben den durch die Erde fließenden Strom J_0 möglichst zu verkleinern. Der Transformator saugt sozusagen den Strom aus der Erde heraus, natürlich braucht das Erdreich deshalb nicht ganz stromlos zu werden. Bei den Anschlußpunkten der Saugtransformatoren an die Schienen wird etwas Strom in die Schienen ein und hinter diesen Punkten wieder austreten.

Diese Saugwirkung eines Serientransformators hat die Maschinenfabrik Örlikon[1]) benutzt, um die Schienen von Wechselstrombahnen möglichst stromlos zu machen und dadurch den großen Spannungsabfall in der Rückleitung zu verkleinern. — Die Maschinenfabrik Örlikon legt parallel zu den Schienen eine zweite Rückleitung, die gewöhnlich als blanke Kupferleitung auf Porzellanisolatoren verlegt wird. Zwischen dieser Rückleitung und der Oberleitung werden in passenden Abständen Saugtransformatoren

[1]) ETZ 1904 Seite 313 Dr. Behn-Eschenburg.

Digitized by Google

S. T. (Fig. 304) eingeschaltet; die Primärwicklung dieser Transformatoren liegt in Serie mit der Oberleitung *OL* und die Sekundärwicklung in Serie mit der Rückleitung *RL*.

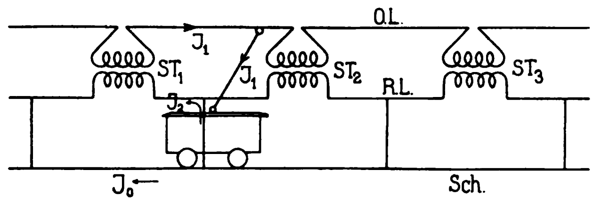


Fig. 304. Saugtransformatoren zur Kompensation des Spannungsverlustes in den Schienen nach Anordnung der Maschinenfabrik Örlikon.

An beiden Seiten jedes Saugtransformators werden die Schienen *Sch* mit der Rückleitung direkt verbunden.

Bevor wir die Stromverteilung im Netze näher studieren, werden wir die Eigenschaften eines Serientransformators etwas näher betrachten. Schicken wir denselben Strom J durch die Primär- und Sekundärwicklung eines Transformators (Fig. 305), so verhält sich der Transformator vollständig wie eine Drosselspule.

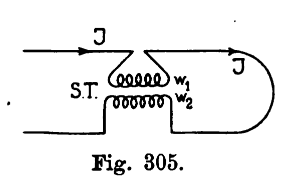


Fig. 305.

Die resultierenden Amperewindungen sind $J(w_1 \mp w_2)$; das negative Vorzeichen bezieht sich auf den Fall, daß der Strom die sekundären Windungen (w_2) in der entgegengesetzten Richtung der primären Windungen w_1 durchfließt, und das positive Vorzeichen auf den Fall, daß die primären und sekundären Amperewindungen sich unterstützen.

Der Hauptschluß Φ des Transformators ist somit gleich

$$\Phi = \frac{\sqrt{2}\, J(w_1 \mp w_2)}{R},$$

wo R den magnetischen Widerstand des Transformators bedeutet. Der Fluß Φ induziert eine EMK in der primären und sekundären Wicklung gleich

$$E = 4{,}44\, c\, (w_1 \mp w_2)\, \Phi\, 10^{-8}$$

$$= 4{,}44 \sqrt{2}\, c\, \frac{(w_1 \mp w_2)^2}{R} J \cdot 10^{-8}$$

$$= 2\pi c \frac{(w_1 \mp w_2)^2}{R} J\, 10^{-8} = \frac{J}{b_a} = J x_a.$$

Digitized by Google

Die Leerlaufreaktanz x_a ist somit gleich

$$x_a = \frac{2\pi c}{10^8} \frac{(w_1 \mp w_2)^2}{R} = \frac{2\pi c}{10^8}\left(\frac{w_1^2}{R} + \frac{w_2^2}{R} \mp 2\frac{w_1 w_2}{R}\right)$$

oder

$$x_a = \frac{2\pi c}{10^8}(x_I + x_{II} \mp 2 x_m),$$

wo x_I und x_{II} die Leerlaufreaktanzen bedeuten, wenn der Strom nur die primäre Wicklung bezw. die sekundäre Wicklung durchfließt. x_m ist die Reaktanz der gegenseitigen Induktion beider Wicklungen. Außer der Leerlaufreaktanz x_a des Transformators besitzt die Primärwicklung noch die primäre Streureaktanz

$$x_1 = \frac{2\pi c}{10^8} \sum \frac{w_{1x}(w_{1x} - w_{2x})}{R_x}$$

und den Widerstand r_1, die Sekundärwicklung, die Streureaktanz

$$x_2 = \frac{2\pi c}{10^8} \sum \frac{w_{2x}(w_{2x} - w_{1x})}{R_x}$$

und den Widerstand r_2. Für den Transformator Fig. 305 bekommen wir somit das Spannungsdiagramm Fig. 306. Wollen wir die Eisen-

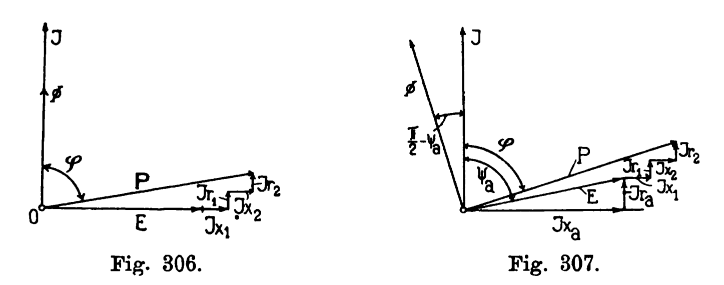


Fig. 306. Fig. 307.

verluste des Transformators berücksichtigen, so geschieht dies in der gewöhnlichen Weise, indem wir den Kraftfluß Φ den Strom J um den magnetischen Verzögerungswinkel $\frac{\pi}{2} - \psi_a$ nacheilen lassen, und erhalten dann das Diagramm Fig. 307.

Wie aus diesem ersichtlich, eilt die vom Hauptflusse induzierte EMK E dem Strom J um ψ_a statt um $\frac{\pi}{2}$ voraus. Man kann deswegen E in eine Reaktanzspannung Jx_a und eine Widerstandsspannung Jr_a zerlegen. $J^2 r_a$ dient zur Deckung der Hysteresisverluste.

Digitized by Google

Bei Serientransformatoren wirkt sozusagen der ganze Strom magnetisierend. Es ist deswegen nicht zweckmäßig, den Strom in eine magnetisierende Komponente und in eine Arbeitskomponente zu zerlegen.

Die Hysteresisverluste lassen sich in Rechnungen nur in Form eines effektiven Widerstandes r_a berücksichtigen. Der Serientransformator besitzt die totale Reaktanz $x_t = x_a + x_1 + x_2$ und den totalen Widerstand $r_t = r_a + r_1 + r_2$. Indem $x_a = x_I + x_{II} \mp 2x_m$, so können wir den Serientransformator durch den folgenden äquivalenten Stromkreis (Fig. 308) ersetzen.

Fig. 308. Fig. 309.

Kehren wir nun zurück zu dem Saugtransformator, so sehen wir, daß derselbe aus einem Serientransformator mit einem Nebenschluß vom Widerstande r_0 und der Reaktanz x_0 zu der Sekundärwicklung, wie in Fig. 309 dargestellt, besteht.

Der Strom J_2, der sowohl durch die primäre wie durch die sekundäre Wicklung fließt, besitzt somit die Totalimpedanz

$$Z_t = (r_a + r_1 + r_2) - j(x_1 + x_2 + x_I + x_{II} \mp 2x_m),$$

während der Strom J_0 der durch den Nebenschluß zum Transformator fließt, die Totalimpedanz

$$Z_{tn} = (r_a + r_1 + r_2) - j(x_1 + x_{II})$$

besitzt.

Es läßt sich somit der Saugtransformator durch den äquivalenten (Fig. 310) Stromkreis ersetzen.

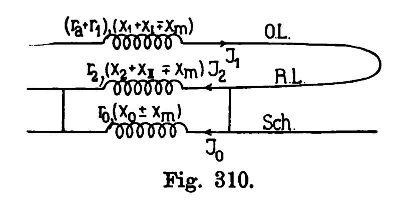


Fig. 310.

Der Strom J_1 verteilt sich auf die beiden parallelen Zweige *RL* und *Sch* je nach der Größe der Admittanzen desselben. Wünscht man, daß fast der ganze Strom durch die Rückleitung *RL* fließen soll, so muß man den Widerstand r_2 und die Reaktanz $x_2 + x_{II} \mp x_m$ möglichst klein machen. Dies wird erreicht, indem man dem Saugtransformator einen kleinen Widerstand r_2 gibt, die Sekundärwicklung entgegengesetzt der Primärwicklung vom Strome durchfließen läßt und die Windungszahlen w_1 und w_2 derart wählt, daß

Digitized by Google

$$x_2 + x_{II} - x_m = 0$$

wird. In diesem Falle verhalten sich die Ströme J_o und J_2 wie folgt.

$$\frac{J_o}{J_2} = \frac{r_2}{\sqrt{r_o^2 + (x_o + x_m)^2}} \cong \frac{r_2}{x_o + x_m}.$$

Da r_2 viel kleiner als $x_o + x_m$ ist, so verschwindet J_o gegenüber J_2, wie die Versuche von der Maschinenfabrik Örlikon auch gezeigt haben.

Der Spannungsabfall zwischen den Punkten C und D des Geleises (Fig. 309) wird in dem Falle gleich

$$J_o \sqrt{r_o^2 + x_o^2} = J_2 \frac{r_2 \sqrt{r_o^2 + x_o^2}}{\sqrt{r_o^2 + (x_o + x_m)^2}}$$

$$\cong J_1 \frac{r_2 x_o}{x_o + x_m} = \frac{J_1 r_2}{1 + \frac{x_m}{x_o}}.$$

Indem die Reaktanz der gegenseitigen Induktion des Saugtransformators x_m viel größer als die Reaktanz x_o der Schienenleitung gemacht werden kann, so kann der Spannungsabfall zwischen den Schienenenden sehr klein gehalten werden. Der Spannungsabfall der ganzen Leitungsanlage zwischen A und D ergibt sich unter der Annahme, daß $J_2 \cong J_1$ ist zu

$$\varDelta P = J_1 \sqrt{(r_a + r_1 + r_2)^2 + (x_1 + x_I - x_m + x_2 + x_{II} - x_m)^2}$$

Indem

$$x_I - x_m = \frac{2\pi c}{10^8} \frac{w_1^2 - w_1 w_2}{R} = \frac{2\pi c}{10^8} \frac{w_1 (w_1 - w_2)}{R}$$

und

$$x_m - x_{II} = \frac{2\pi c}{10^8} \frac{w_1 w_2 - w_2^2}{R} = \frac{2\pi c\, w_2}{10^8} \frac{(w_1 - w_2)}{R}$$

und

$$x_2 + x_{II} - x_m = 0 \text{ oder } x_2 = x_m - x_{II},$$

so wird

$$x_I - x_m = \frac{w_1}{w_2}(x_m - x_{II}) = \frac{w_1}{w_2} x_2$$

und der totale Spannungsabfall in der Leitungsanlage zwischen A und D gleich

$$\varDelta P = J_1 \sqrt{(r_a + r_1 + r_2)^2 + \left(x_1 + \frac{w_1}{w_2} x_2\right)^2}.$$

Damit dieser möglichst klein bleibt, soll der Transformator für geringe Streuung und kleine Verluste gebaut werden.

Digitized by Google

Wünscht man den Abfall in der Ober- und Rückleitung selbst zu berücksichtigen, so ist der Widerstand r_{OL} und die Reaktanz x_{OL} der Oberleitung zu r_1 bezw. x_1 zu addieren und der Widerstand r_{RL} und die Reaktanz x_{RL} zu r_2 bezw. x_2 zu addieren. Wir erhalten in dem Falle den kleinsten Schienenstrom J_o, wenn

$$x_2 + x_{RL} + x_{II} - x_m = 0,$$

d. h., wenn

$$x_2 + x_{RL} = x_m - x_{II} = \frac{2\pi c}{10^8} \frac{w_2(w_1 - w_2)}{R}.$$

In dem Falle wird der Strom in der Schienenleitung

$$J_o \cong \frac{r_2}{x_o + x_m}$$

der Spannungsabfall in den Schienen angenähert gleich

$$\frac{J_1 r_1}{1 + \frac{x_o}{x_m}}$$

und der totale Spannungsabfall in der Leitungsanlage gleich

$$\Delta P = J_1 \sqrt{(r_a + r_1 + r_{OL} + r_2 + r_{RL})^2 + \left(x_1 + x_{OL} + \frac{w_1}{w_2}(x_2 + x_{RL})\right)^2}.$$

Natürlich läßt sich der ganze Spannungsabfall in der Rückleitung kompensieren und sogar negativ machen; dies geschieht jedoch nur auf Kosten eines größeren Abfalles in der Oberleitung und eines größeren Stromes J_0 in der Schienenleitung. Denn selbst wenn der Spannungsabfall in der Rückleitung Null und negativ gemacht werden kann, so bleibt doch eine Potentialdifferenz zwischen den Enden des Geleises bestehen. Es hat deswegen keinen Zweck, mit der Kompensation des Spannungsabfalles an der Rückleitung weiter zu gehen als bis zur Erreichung des minimalen Stromes in dem Geleise.

Mittels eines Saugtransformators läßt sich somit sowohl nach der Schaltung der Maschinenfabrik Örlikon wie nach der von Gisbert Kapp die Erde fast stromlos machen. Nach der Schaltung der Maschinenfabrik Örlikon erreicht man außerdem, daß die Schienen fast stromlos und daß die durch den großen effektiven Widerstand der Schienen bedingten Verluste vermieden werden.

Ferner kann man im letzten Falle die Rückleitung, welche den größten Strom führt, nahe an die Oberleitung legen und in dieser Weise erstens: die Reaktanzen x_{OL} und x_{RL} und zweitens die induzierende Wirkung des Wechselstromes auf die in der Nähe verlaufenden Schwachstromleitungen verkleinern.


Digitized by Google

Achtzehntes Kapitel.

Das polyzyklische System.

67. Superponierung der Ströme durch Einleitung in neutralen Punkten. — 68. Einführung und Abnahme des superponierten Stromes durch Transformatoren. — 69. Gesamtanordnung eines polyzyklischen Übertragungssystemes. 70. Experimentelle Untersuchung des polyzyklischen Systems.

Bei jeder Wechselstromanlange, die gleichzeitig für Licht- und Kraftzwecke dienen soll, bietet, wie bekannt, die Wahl der geeigneten Phasen- und Periodenzahlen oft nicht geringe Schwierigkeiten. Eine Bedingung für ein gutes Funktionieren aller bekannten elektrischen Lichtquellen ist eine hohe Periodenzahl, während die Ein- und Mehrphasenmotoren sowie die rotierenden Umformer besser und überlastungsfähiger bei niedriger Periodenzahl werden.

Für reinen Motorenbetrieb ist ein Mehrphasensystem vorzuziehen, während für Lichtbetrieb ein Einphasenstrom wegen der besseren Spannungsregulierung und wegen der einfacheren Installation den Vorzug verdient.

Ebenso verhält es sich mit den Spannungen. Die Lichtspannung, von welcher die Kosten des sekundären Leitungsnetzes abhängen, muß mit Rücksicht auf die zurzeit bekannten elektrischen Lampen niedrig gehalten werden, während die Motorenspannung mit Vorteil doppelt so groß als die gebräuchlichen Lichtspannungen gewählt werde könnte.

Mit Rücksicht auf die Empfindlichkeit der elektrischen Lampen gegenüber Spannungsschwankungen im Netze ist man bei Anlagen, die gleichzeitig Strom für Licht und Kraft abgeben, gezwungen, den maximalen Spannungsabfall im Verteilungsnetz und in den Generatoren viel kleiner zu halten, als es bei reinem Motorbetrieb erforderlich wäre. Hierdurch erhöht sich der Kupferaufwand und somit der Preis des Verteilungsnetzes und der Stromerzeuger einer Anlage für Licht- und Motorenstrom.

Digitized by Google

Das polyzyklische System bezweckt nun die elektrische Energie mittels Strömen von verschiedener Spannung und Periodenzahl durch ein und dasselbe Leitungsnetz gleichzeitig zu übertragen und zu verteilen, ohne daß diese Ströme sich gegenseitig beeinflussen.

Fließen in derselben Leitung zwei Ströme i_1 und i_2 von den verschiedenen Periodenzahlen c_1 und c_2, entsprechend ω_1 und ω_2, so erfordern diese eine Klemmenspannung

$$e_1 + e_2 = (i_1 + i_2) r + L \frac{d(i_1 + i_2)}{dt}$$

woraus folgt

$$E_1 = J_1 \sqrt{r^2 + \omega_1^2 L^2}$$

$$E_2 = J_2 \sqrt{r^2 + \omega_2^2 L^2}$$

Hält man J_1 konstant und läßt J_2 variieren, so bleibt die die Spannung E_1 konstant, während E_2 variiert und umgekehrt. Die beiden Ströme sind somit vollständig unabhängig voneinander, trotzdem sie in demselben Stromkreis fließen. Der eine Strom kann keine Arbeit mit der Spannung des andern Stromes leisten und fließt somit durch die Leitung, als ob der andere Strom gar nicht vorhanden wäre. Weil solche verschiedenartigen Ströme voneinander unabhängig sind, so sind ihre Wirkungen, Leistungen und Verluste direkt zu addieren, so daß sich sowohl die Ströme selbst, wie ihre Wirkungen einfach superponieren. Da die Stromwärmeverluste beider Ströme voneinander unabhängig sind und sich direkt addieren, so ist der totale Stromwärmeverlust gleich

$$(J_1^2 + J_2^2) R = J^2 R,$$

woraus folgt, daß der resultierende effektive Strom

$$J = \sqrt{J_1^2 + J_2^2}$$

ist. Ebenso ist die resultierende effektive EMK in einem solchen Stromkreis gleich

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_2^2}.$$

Die Gesamtleistung ist gleich der Summe der Leistungen der einzelnen Ströme, also

$$W = E_1 . J_1 . \cos\varphi_1 + E_2 . J_2 . \cos\varphi_2.$$

Digitized by Google

67. Superponierung der Ströme durch Einleitung in neutralen Punkten.

Betrachtet man ein symmetrisches Dreiphasensternsystem, Fig. 311, so herrscht zwischen den neutralen Punkten O und O_1 desselben unter Annahme sinusförmiger Ströme von gleicher Amplitude keine Spannung. Also darf man ein solches Sternsystem (Hauptsystem) als Ganzes betrachtet als eine Leitung zur Übertragung anderer Ströme zwischen seinen neutralen Punkten benutzen, indem man z. B. eine Stromquelle G_s in die Verbindungsleitung $O\,O_1$ einschaltet. Diese Ströme, welche die Phasen des Hauptsystems in demselben Sinne gleichphasig durchströmen und sich über die im Hauptsystem vorhandenen Ströme (Hauptströme) superponieren, erzeugen in den Generatoren, Motoren oder Transformatoren des Hauptsystems keine merkbaren motorischen oder induktiven Wirkungen. Dieser superponierte Strom kann ein Wechselstrom von beliebiger Periodenzahl oder ein Gleichstrom sein. Die beiden Ströme, der Dreiphasenstrom und der superponierte Einphasenstrom, der in dem Generator G_s (Fig. 311) erzeugt wird, sind vollständig voneinander unabhängig und der superponierte Einphasenstrom wird die Leitungen des Systems in der Weise, wie die Pfeile in der Fig. 311 angeben, durchströmen, ganz so als ob der Dreiphasenstrom nicht vorhanden wäre.

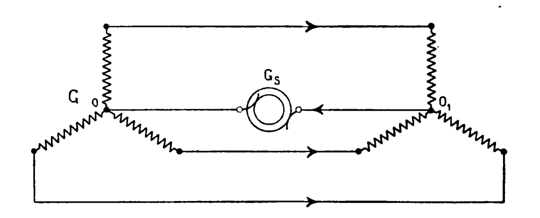
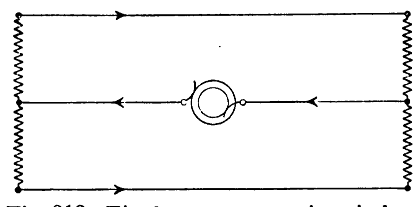


Fig. 311. Symmetrisches Dreiphasensternsystem mit zwischen den neutralen Punkten eingeschalteter Stromquelle.


Fig. 312. Einphasensystem mit zwischen den neutralen Punkten eingeschalteter Stromquelle.

Statt ein Dreiphasensystem könnte man auch, wie die Fig. 312 zeigt, ein Einphasensystem als Hauptsystem verwenden; denn ein Einphasensystem kann immer als ein Zweiphasensystem mit um 180° verschobenen Phasen aufgefaßt werden.

Dr. Fr. Bedell hat gezeigt, wie man in Punkten von gleichem Potential einer Kraftübertragungsanlage Ströme von verschiedenem

Digitized by Google

Charakter, hauptsächlich Gleichstrom, hinein- und hinausleiten kann, ohne dadurch die vorhandenen Ströme zu beeinflussen.

In Fig. 313 ist die Bedellsche Anordnung für Wechselstrom dargestellt. In dieser Figur stellt G den Dreiphasengenerator und H das als Hauptsystem dienende Dreiphasennetz dar, DT einen Dreiphasentransformator mit drei Säulen zur Speisung des für Motorenbetrieb bestimmten Dreiphasennetzes K, während der Einphasentransformator ET den in dem Einphasengenerator E erzeugten Wechselstrom höherer Periodenzahl herabtransformiert zur Speisung des Lichtnetzes L. Wie man sieht, ist die Fortleitung von zwei superponierten Strömen in derselben Leitung bei dieser Anordnung nur in dem primären Stromkreise möglich, im Sekundärnetz müssen getrennte Leitungen verwendet werden.

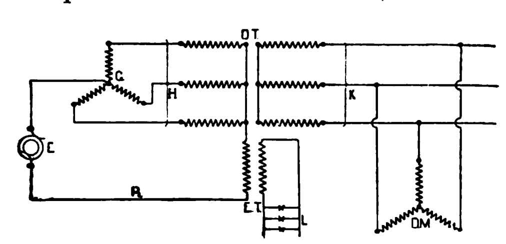


Fig. 313. Schaltungsschema einer Kraftübertragungsanlage für Wechselstrom nach Dr. F. Bedell.

Es ist leicht einzusehen, daß der im neutralen Punkte eingeleitete superponierte Wechselstrom einen sehr großen induktiven Spannungsabfall in den Wicklungen der Generatoren und Transformatoren erleiden muß. In dieser ursprünglichen Form ist daher die Anordnung von Bedell für die Praxis nicht brauchbar.

Das im nachfolgenden beschriebene Verteilungssystem Arnold-Bragstad-la Cour, welches im Elektrotechnischen Institut der technischen Hochschule zu Karlsruhe ausgearbeitet wurde, vermeidet die Nachteile der Bedellschen Schaltungen.

Zunächst kann man den großen induktiven Spannungsabfall dadurch aufheben, daß man alle Wicklungen induktionsfrei in Bezug auf den superponierten Strom anordnet, d. h. so, daß die superponierten Ströme nicht auf sich selbst zurück induzierend wirken können. Dieses wird durch die im folgenden beschriebenen, bifilaren Wicklungen erreicht.

Da der superponierte Strom alle Phasen eines Hauptsystems im gleichem Sinne gleichphasig durchströmt, so muß man immer dafür sorgen, daß eine gerade Anzahl Phasen möglichst dicht nebeneinander verläuft, und zwar so, daß die eine Hälfte dieser Phasen, vom neutralen Punkte aus gerechnet, in einem Sinne und die andere Hälfte im entgegengesetzten Sinne verläuft, denn dann ist die magnetisierende Wirkung des superponierten Stromes einer solchen Wicklungsseite gleich Null, und somit die Selbstinduktion der

Digitized by Google

Wicklung in Bezug auf diesen Strom vernachlässigbar. Zur **Einführung** oder **Abnahme** eines superponierten Stromes aus einem Einphasensystem kann eine Drosselspule benutzt werden, die zwischen den Leitungen eingeschaltet ist. Aus der Mitte dieser

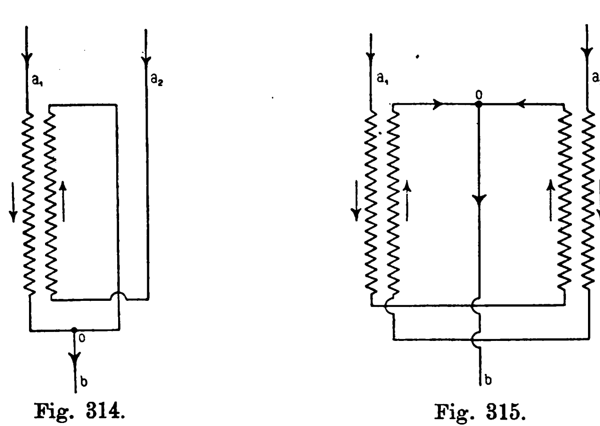


Fig. 314. Fig. 315.

Fig. 314 und 315. Bifilare Wicklungsanordnung auf einer ein- und zweisäuligen Drosselspule zur Einführung oder Entnahme eines superponierten Stromes aus einem Einphasensystem.

Wicklung entnimmt man den superponierten Strom. Fig. 314 zeigt die Anwendung des Prinzips der bifilaren Wicklungsanordnung auf einer solchen Drosselspule.

Da der superponierte Strom aus der Mitte der Wicklung dieser Spule dem neutralen Punkte entnommen werden muß, müssen die zwei Hälften derselben auf dem Kern parallel laufen, aber vom neutralen Punkte aus gerechnet im entgegengesetzten Sinne, so daß die induktiven Wirkungen des Hauptstromes sich summieren, während diejenigen des superponierten Stromes sich gegenseitig aufheben. In der Fig. 314 sind a_1, a_2 Zuleitungen, o der neutrale Punkt, b die Ableitung, in der nur der superponierte Strom fließt. Fig. 315 gibt dieselbe Anordnung, aber für eine zweisäulige Drosselspule. Die Pfeile beziehen sich auf die Richtung des superponierten Stromes.

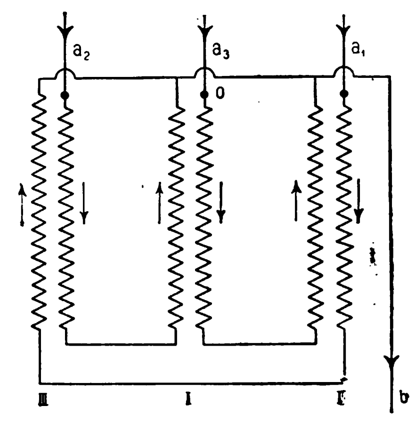


Fig. 316. Bifilare Wicklungsanordnung zur Einführung oder Abnahme eines superponierten Stromes aus einem Dreiphasensystem.

In Fig. 316 ist die analage Anordnung für Dreiphasenstrom gegeben. Auf Säule *I* wickelt man Phase *II* und *III* im entgegengesetzten Sinne, auf Säule *II* ebenso Phase *III* und *I* und auf Säule *III* ebenso Phase *I* und *II*. Die Zuleitungen sind mit a_1, a_2 und a_3 bezeichnet, während b die Ableitung für den superponierten Strom darstellt.

Bringt man auf den in Fig. 314 bis 316 dargestellten Drosselspulen sekundäre Wicklungen an, so können diese zur Aufnahme des transformierten Haupstromes dienen.

68. Einführung und Abnahme des superponierten Stromes durch Transformatoren.

Der Nachteil der Bedellschen Anordnung, der, wie früher erwähnt, darin besteht, daß der eingeführte Wechselstrom in den Windungen der Transformatoren u. s. w. einen großen Spannungsabfall erleidet, läßt sich jedoch nicht allein nur durch induktionsfreie Wicklungen, wie oben beschrieben, vermeiden, sondern auch dadurch, daß man die verschiedenartigen elektrischen Ströme nicht durch Leitung, sondern durch Induktion einführt D.R.P. 127992. Letzteres erreicht man durch Superposition von magnetischen Kraftflüssen in einem und demselben Transformatorkern. Hierdurch wird außerdem der Vorteil erreicht, daß derselbe Transformator gleichzeitig für die Transformierung des superponierten Wechselstromes und des Hauptstromes verwendet werden kann.

Das Prinzip dieser Methode besteht also kurz gesagt in der gleichzeitigen Transformierung und Einführung von Wechselströmen verschiedener Perioden und Phasenzahlen in die Leitungen einer Kraftverteilungsanlage durch Anwendung von Transformatoren mit zweierlei induzierenden primären Wicklungen und nur einer induzierten sekundären Wicklung, und in der gleichzeitigen Abnahme der Ströme der Transformatoren mit einer primären und zwei sekundären Wicklungen.

Die gleichzeitige Transformation hat außer dem Vorteil der Ersparnisse an Anlagekosten noch den Vorteil, daß die Maximalinduktion in den Transformatoren durch zweckmäßige Wahl von dem superponierten Strom kleiner werden kann und damit auch die Hysterezisverluste, obgleich die Gesamtleistung vergrößert wird. Die Transformatoren können dadurch entsprechend kleiner und billiger ausfallen.

Fig. 317 zeigt die Anwendung von 3 Einphasentransformatoren eines als Hauptsystem dienenden Dreiphasensystems zur gleich-

Digitized by Google

zeitigen Transformierung und Einführung eines superponierten Einphasenwechselstromes; G bezeichnet den Dreiphasengenerator. ET_1, ET_2 und ET_3 sind die 3 Einphasentransformatoren, welche je 2 primäre und eine sekundäre Wicklung besitzen. Drei von diesen Primärwicklungen, welche je einem Transformator angehören, werden in Stern geschaltet und dienen zur Aufnahme des Dreiphasenstromes, während die drei übrigen Primärwicklungen in Serie geschaltet sind und zur Aufnahme eines im Generator E erzeugten Einphasenwechselstromes dienen.

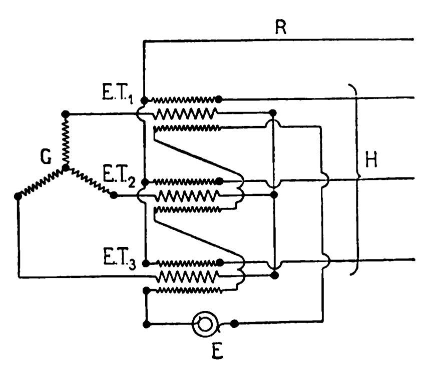


Fig. 317. Schaltungsschema eines Dreiphasensystems mit drei Einphasentransformatoren zur gleichzeitigen Transformierung und Einführung eines superponierten Einphasenwechselstromes.

In den in Stern geschalteten Sekundärwicklungen der Transformatoren wird gleichzeitig ein Dreiphasen- und ein Einphasenstrom induziert, dagegen wirken die beiden primären Wicklungen der Transformatoren nicht aufeinander induzierend. Es stellt H die drei Hauptleitungen des Dreiphasenkraftübertragungssystems dar, während R die Rückleitung für den superponierten Wechselstrom bedeutet.

Diese Anordnung ist selbstverständlich auf ein Hauptsystem mit einer beliebigen Phasenzahl übertragbar, indem man x getrennte, in Stern geschaltete Transformatoren verwendet.

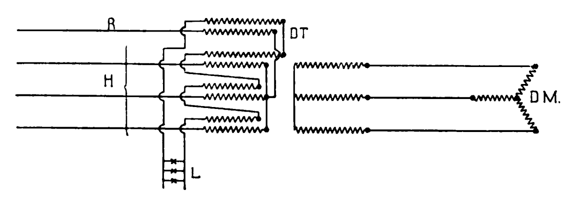
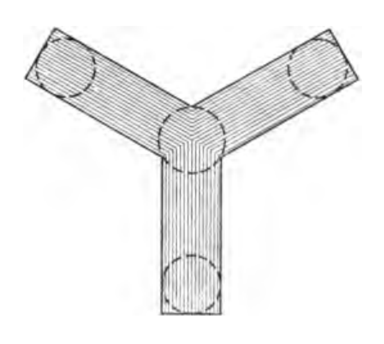


Fig. 318. Schaltungsschema eines Dreiphasensystems mit einem viersäuligen Dreiphasentransformator zur gleichzeitigen Transformierung und Abgabe der zwei Ströme.

Statt drei getrennte Einphasentransformatoren anzuwenden, kann man auch einen dreiphasigen Transformator, der eine magnetische Rückleitung für die von dem superponierten Wechselstrome erzeugten magnetischen Kraftflüsse bietet, benutzen. Diese Kraftflüsse des superponierten Wechselstromes verlaufen nämlich in den

Digitized by Google

drei Hauptkernen des Transformators in demselben Momente alle in derselben Richtung. Auf dem als magnetische Rückleitung dienenden vierten Eisenkern kann man sowohl eine primäre wie eine sekundäre Wicklung anbringen, in welchen nur die superponierten Ströme fließen. Fig. 318 zeigt hiervon eine Anwendung mit einem Vierleiterdreiphasensystem H als Hauptsystem; DT ist der viersäulige Dreiphasentransformator, von dessen Eisenkörper Fig. 319 ein Bild zeigt. In diesem Falle dient der Transformator DT zur gleichzeitigen Transformierung und Abgabe der zwei Ströme, von denen der Hauptstrom zur Speisung des Dreiphasenmotors DM und der Wechselstrom zur Speisung des Lichtnetzes L dient. Hier ist die vierte Säule des Transformators mit einer primären und einer sekundären Wicklung versehen gedacht.



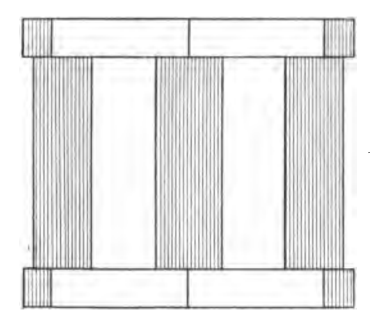


Fig. 319. Eisenkörper eines viersäuligen Dreiphasentransformators.

Unter Umständen kann man auch ohne besondere Rückleitung für den superponierten Strom auskommen, wie Fig. 320 zeigt. Die Sammelschienen eines Dreiphasenhauptsystems in der Primärstation werden durch S dargestellt, von denselben werden die zwei viersäuligen Dreiphasentransformatoren DT_1 und DT_2 gespeist, deren primäre Wicklungen in Stern geschaltet sind. Durch die zwei neutralen Punkte der primären Wicklungen wird jetzt ein Einphasenstrom geschickt, der also seinen Weg durch den primären Teil des Transformators DT_1, durch die Sammelschienen S und durch den zweiten Transformator DT_2 zurücknimmt. Die Dreiphasentransformatoren DT_1 und DT_2 transformieren aber sowohl den Hauptstrom als den superponierten Wechselstrom in den sekundären Teil hinüber und die zwei Dreiphasenarbeitübertragungsleitungen H_1 und H_2 dienen als Hin- resp. Rückleitung für den Einphasenwechselstrom. Die Abnahme und Trennung der zwei Ströme erfolgt in dem sekundären Teil in bekannter Weise durch drei Einphasentransformatoren mit einer primären und zwei sekundären Wicklungen.

Digitized by Google

Ebenso wie das Dreiphasensystem eignet sich auch das unverkettete Zweiphasensystem zur Übertragung polyzyklischer Ströme. In Fig. 331 ist gezeigt, wie man an einer Sekundärstation den über einen Zweiphasenstrom superponierten Einphasenstrom durch Transformation abnehmen kann. H_1 und H_2 sind die zwei Leitungs-

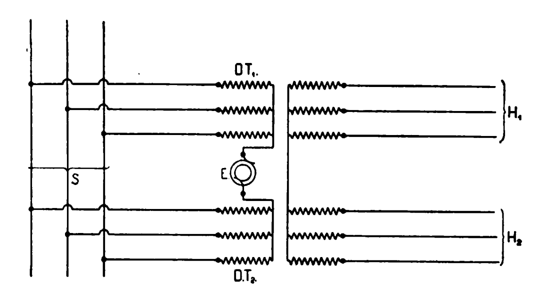


Fig. 320. Schaltungsschema einer Arbeitsübertragung mit viersäuligen Dreiphasentransformatoren, bei der die zwei Dreiphasenarbeitsübertragungsleitungen als Hin- resp. Rückleitung des Einphasenstromes dienen.

paare zur gleichzeitigen Übertragung beider Ströme, *VT* ein viersäuliger Vierphasentransformator oder vier Einphasentransformatoren und *L* ein Dreileiter-Einphasen-Lichtnetz. Fließt der superponierte Wechselstrom in einem Moment durch das Leitungspaar H_1 in den Transformator hinein, so verläßt er, wie die Pfeile zeigen, den

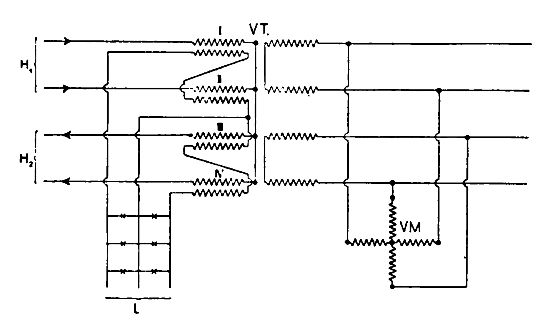


Fig. 331. Abnahme eines über einen Zweiphasenstrom superponierten Einphasenstromes durch Transformation in der Sekundärstation.

Transformator durch das Leitungspaar H_2. In der zweiphasigen Sekundärwicklung des Transformators induziert der superponierte Einphasenstrom keine elektromotorischen Kräfte, und der Zweiphasenstrom kann in der einphasigen Sekundärwicklung auch keine elektromotorischen Kräfte induzieren. Ist in einem Moment der Kraftfluß zur Induzierung des Zweiphasenstromes in den Säulen I und III nach oben und in den Säulen II und IV nach unten ge-

Digitized by Google

richtet, so ist gleichzeitig der Kraftfluß zur Induzierung des Einphasenstromes, z. B. in Säule I und II nach oben und in Säule III und IV nach unten gerichtet. Hieraus folgt, daß zwei Einphasentransformatoren nicht genügen würden, um beide Ströme zu transformieren.

Ebenso wie in ein und derselben Wicklung eines Transformators zwei ganz unabhängige elektromotorische Kräfte von verschiedener Periodenzahl durch zweckmäßige Anordnung von primären induzierenden Wicklungen erzeugt werden können, ist es auch möglich, in derselben Armaturwicklung eines Wechselstromgenerators durch eine richtige Anordnung von zwei Erregerfeldsystemen unabhängige polyzyklische Ströme zu induzieren. Die dreifachen Harmonischen eines Dreiphasensystems durchströmen nämlich alle drei Phasen vom neutralen Punkte aus in demselben Sinne und besitzen des-

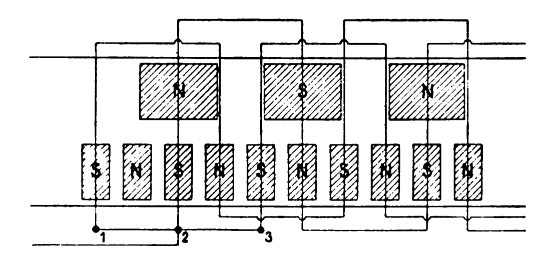


Fig. 322. Erzeugung polyzyklischer Ströme in der Armatur eines Wechselstromgenerators mittels zweier Erregerfeldsysteme.

wegen der Grundschwingung gegenüber dieselben Eigenschaften wie die unabhängigen polyzyklischen Ströme sich gegenüber.

Deswegen kann man z. B. bequem als superponierten Strom die dreifachen Harmonischen der Hauptströme eines Dreiphasengenerators benutzen; dann kann die Erzeugung beider Stromarten in derselben Dreiphasenarmatur erfolgen. Man hat nämlich nur statt ein Polsystem zwei solche zu verwenden, wovon das eine die dreifache Polzahl des andern besitzt. Diese zwei Polsysteme, deren Polarität mit N und S bezeichnet ist, können, wie in Fig. 322 angedeutet ist, nebeneinander auf demselben Polrad angebracht und unabhängig erregt werden. Dadurch erhält man durch Superposition der zwei induzierten elektromotorischen Kräfte die in Fig. 323 dargestellte resultierende EMK-Kurve.

Durch Benutzung der dreifachen Oberströme als superponierter Strom in der Weise wie Fig. 324 zeigt, wird die maximale Induktion in den Transformatoren verkleinert; denn die EMK-Kurve Fig. 324 a entspricht der Kraftflußkurve Fig. 324 b. Da die In-

Digitized by Google

duktion dem Kraftfluß proportional ist, so ergibt sich für das Eisen eines derartigen polyzyklischen Transformators die in Fig. 324 c dargestellte Hysteresisschleife. Die durch diese bedingten Hystersis-

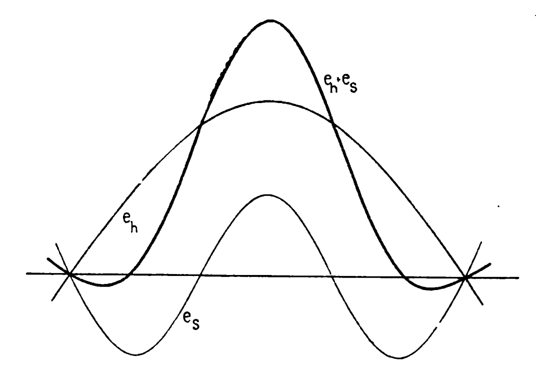


Fig. 323.

verluste sind $F_h + 2F_s$ proportional. F_h ist der Flächeninhalt der großen Schleife und F_s der Inhalt einer der beiden kleinen Schleifen. Der Inhalt der großen Schleife ist kleiner als der Inhalt der

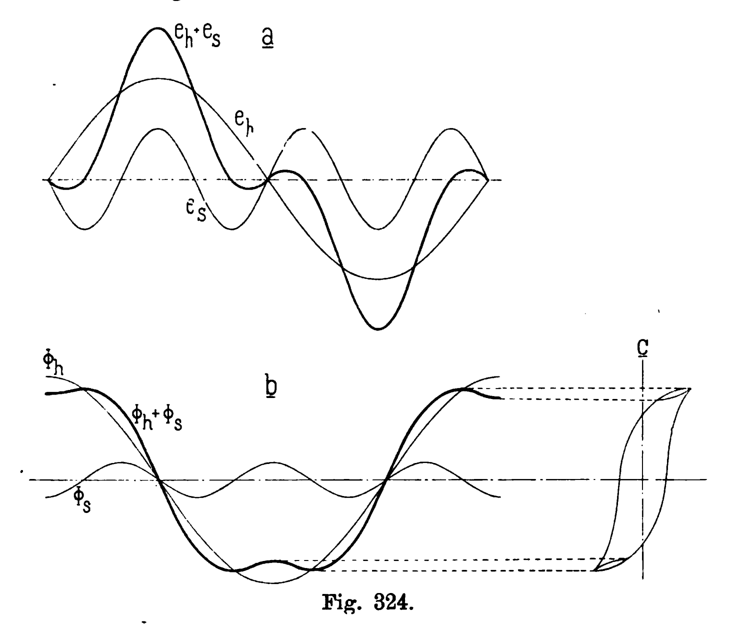


Fig. 324.

Hysteresisschleife, die der sinusförmigen EMK-Kurve des Hauptstromes entspricht. Die gesamten Verluste durch Hysteresis bleiben somit in beiden Fällen fast dieselben, ob eine superponierte Span-

Digitized by Google

nung des dreifachen Oberstromes vorhanden ist oder nicht. Da die Wirbelströme elektrische Ströme sind, so lassen sich die Verluste derselben als Summe derjenigen, die von den beiden superponierten EMKen herrühren, berechnen. Die Wirbelstromverluste werden somit durch die superponierte Spannung vergrößert, und zwar unabhängig von der gegenseitigen Lage der beiden EMK-Kurven um dieselbe Größe.

Durch Anwendung eines Oberstromes dreifacher Periodenzahl als superponierten Strom kann man etwa 25 Perioden für Motorenbetrieb und etwa 75 Perioden für Licht verwenden. Die Dreiphasengeneratoren und Transformatoren würden dadurch etwas kleiner ausfallen, und gleichzeitig können die Motoren wegen der niedrigen Periodenzahl besser und billiger gebaut werden.

69. Gesamtanordnung eines polyzyklischen Übertragungssystems.

Um eine Vorstellung von der Gesamtanordnung einer Anlage zur Übertragung und Verteilung polyzyklischer Ströme zu geben, kann die in Fig. 325 dargestellte Schaltung dienen. In dem Doppelgenerator G und E mit derselben Armatur und zwei Polsystemen, die die in Fig. 322 gezeigte relative Lage zueinander einnehmen, wird der Dreiphasenhauptstrom und der superponierte Einphasenstrom gleichzeitig erzeugt. Der Einphasenstrom, der die drei-

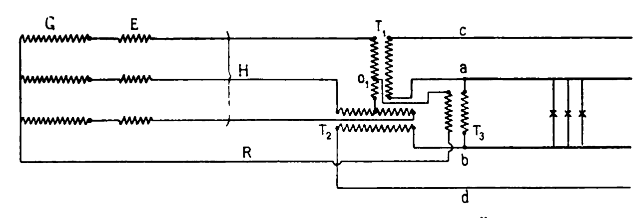


Fig. 325. Schaltungsschema eines polyzyklischen Übertragungssystems.

fache Harmonische des Dreiphasenstromes ist, ist in der Weise über den Hauptstrom superponiert, daß die maximale momentane Spannung zwischen der Rückleitung R und den übrigen Drähten der Fernleitung möglichst klein wird. In der Sekundärstation wird der Dreiphasenstrom mittels zwei Einphasentransformatoren nach der Scottschen Schaltung in Zweiphasenstrom umgewandelt, weil dieser für ein polyzyklisches Sekundärnetz in Bezug auf die Symmetrie günstiger ist als der Dreiphasenstrom.

Der superponierte Wechselstrom erzeugt keinen Kraftfluß in den beiden Transformatoren und kann somit durch den Punkt O_1

Digitized by Google

der Primärwicklung des Transformators T_1 entnommen werden. In dem Transformator T_3 wird der superponierte Einphasenstrom transformiert, und da die Sekundärwicklung zwischen den zwei Leitungen a und b des Zweiphasensystems geschaltet ist, können die Glühlampen zwischen diesen beiden Leitungen direkt eingeschaltet werden.

In Fig. 326 ist für dasselbe System eine induktionsfreie Anordnung der primären Wicklungen der Transformatoren T_1 und T_2

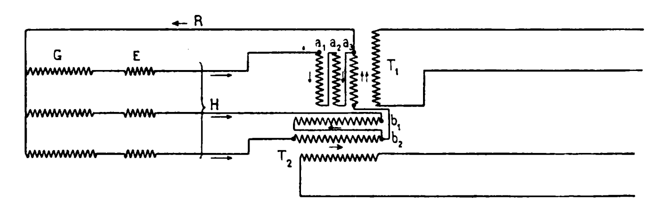


Fig. 326. Schaltungsschema eines polyzyklischen Übertragungssystems mit induktionsfreier Anordnung der primären Transformatorwicklungen.

dargestellt. Da die Pfeile in der Figur sich auf den superponierten Wechselstrom beziehen, so ist es einleuchtend, daß, wenn die drei Wicklungen a_1, a_2 und a_3 des Transformators T_1 und die beiden Wicklungen b_1 und b_2 des Transformators T_2 gleichmäßig zwischeneinander angeordnet werden, jede induzierende Wirkung des superponierten Stromes aufgehoben wird.

Es sind jedoch noch viele andere Kombinationen möglich, und man wird jeweils die für die vorliegenden Verhältnisse passendste Anordnung wählen. Sind z. B. nur wenige große Motoren und ein verzweigtes Lichtnetz zu speisen, so wird man sekundär die beiden Leitungsnetze am besten ganz getrennt ausführen.

70. Experimentelle Untersuchung des polyzyklischen Systems.

Die gegenseitige Unabhängigkeit der beiden superponierten Systeme und das Verhalten bei verschiedenen Betriebsverhältnissen des polyzyklischen Systems wurde im Elektrotechnischen Institut der Technischen Hochschule zu Karlsruhe von Herrn Dr. Ing. F. Marguerre experimentell untersucht und ergab die im folgenden angeführten Resultate.[1])

Die Untersuchungen wurden an einem viersäuligen Transformator für Vier- bezw. Zweiphasen- und Einphasenstrom und an

[1]) Siehe Sammlung elektrotechnischer Vorträge, Band V.

Digitized by Google

einem Zweiphasenasynchronmotor mit Bifilarwicklung durchgeführt. Als Vier- bezw. Zweiphasengenerator dienten zwei durch eine verstellbare Scheibenkupplung verbundene Einphasenmaschinen von normal je 3,3 KVA, die mit 33 Perioden liefen. Zur Erzeugung des Einphasenstromes wurde eine mit 66 Perioden angetriebene Dreiphasenmaschine verwendet, von welcher zwei Phasen hintereinander geschaltet wurden.

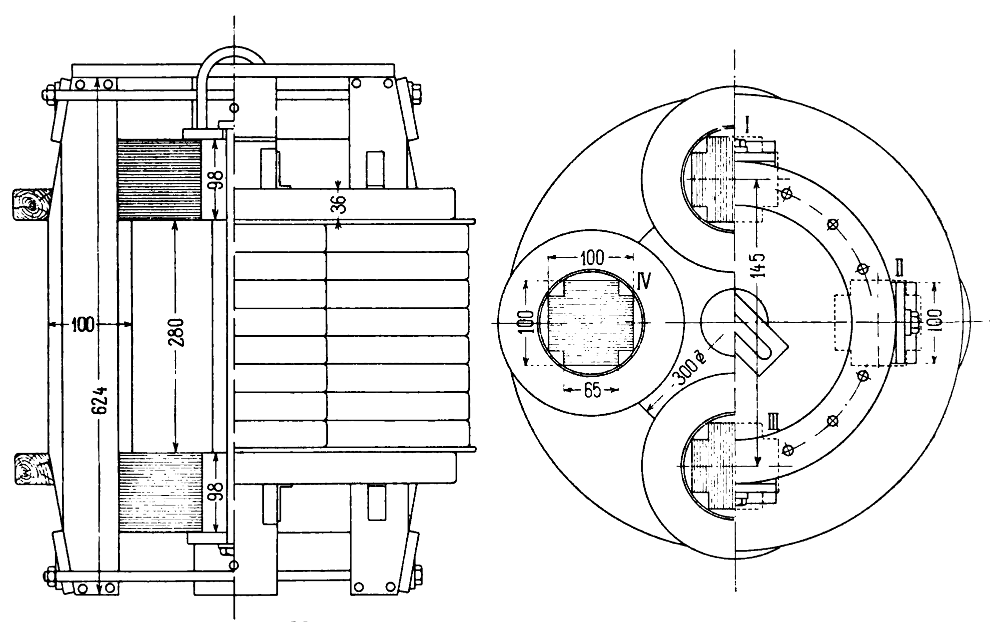


Fig. 327. Polyzyklischer Transformator für 10 KVA.

a) Untersuchung des polyzyklischen Transformators. Der verwendete polyzyklische Transformator ist in seinen Hauptteilen in Fig. 327 dargestellt und war für 10 KVA, 5 KVA für jedes System, bestimmt. Das Schaltungsschema der Spulenverbindungen ist in Fig. 328 wiedergegeben. Die Zahlen an den Spulen geben die Reihenfolge derselben auf den einzelnen Säulen an. Die Windungszahlen des Zweiphasensystems sind

$$\text{primär } w_{I\,1} = w_{II\,1} = 128, \text{ sekundär } w_{I\,2} = w_{II\,2} = 126,$$

diejenigen des Einphasensystems

$$\text{primär } w_1 = 128 \text{ und sekundär } w_2 = 192.$$

Der Kernquerschnitt einer Säule war 77,5 cm², so daß bei 100 Volt Spannung die Induktion $B = 6900$ bei $c_I = 33$ und 3450 bei $c_1 = 66$ betrug. Die bei den Versuchen benutzte Schaltung ist

Digitized by Google

in Fig. 329 dargestellt. Hierin bezeichnen M_I und M_{II} die beiden Wicklungen des Zwei- bezw. Vierphasengenerators, D diejenige des Einphasengenerators, während T den Transformator mit seinen drei

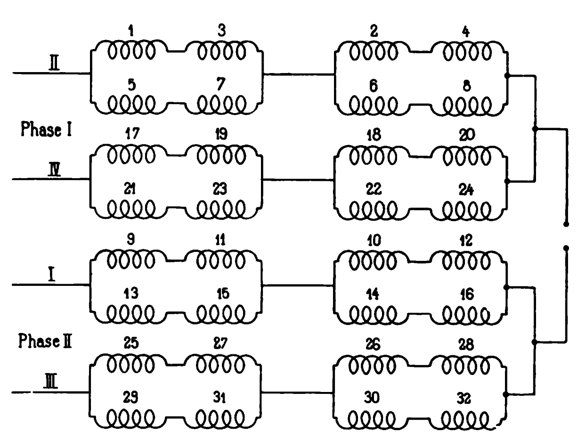


Fig. 328. Schaltungsschema der Spulenverbindungen des polyzyklischen Transformators Fig. 327.

Wicklungen darstellt. p_I und p_{II} deuten zwei bifilare Widerstände von 1000 Ohm an, welche zur Herstellung eines neutralen Punktes dienten, um die Spannung im superponierten System unabhängig

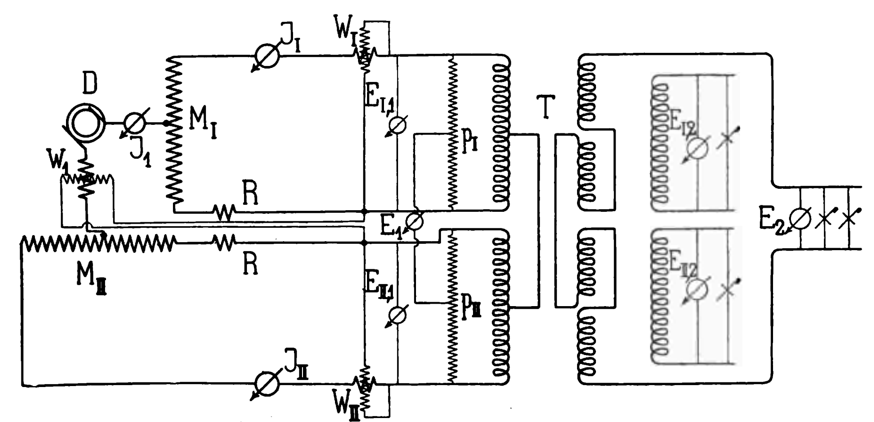


Fig. 329. Schaltungsschema der Versuchsanordnung.

von der Spannung im Grundsystem messen zu können. Das Voltmeter E_1 mißt, wenn die Anschaltung genau in den Mitten von p_I bezw. p_{II} erfolgt, nur die superponierte Spannung E_1. Um Fehlerquellen in den Wattmeterangaben zu vermeiden, wurden ferner die parallelen Leiter des Einphasenstromes genau auf gleiche Wider-

Digitized by Google

stände abgeglichen, was durch die Einschaltung der Widerstände R geschah. Um nun zunächst die beiderseitige Unabhängigkeit zwischen superponiertem und Grundsystem nachzuweisen, wurde das Verhalten des Transformators durch Aufnahme des Leerlauf- und Kurzschlußversuches untersucht, wenn derselbe: als Zweiphasen-, als Einphasen- und dann als Dreiphasentransformator betrieben wurde. In der folgenden Tabelle bedeuten E, J, W: Spannung, Strom und Watt; c die Periodenzahl.

Die römischen Indizes beziehen sich auf die Phasen des Grundsystems, die arabischen deuten die primäre bezw. sekundäre Seite an. Die Größen ohne römische Indizes beziehen sich auf das superponierte System.

Versuch	Leerlauf-versuch als	E_{I1}	J_I	W_I	$\cos\varphi_I$	E_{II1}	J_{II}	W_{II}	$\cos\varphi_{II}$	c_{II}	E_1	J_1	W_1	$\cos\varphi_1$	c_1
1	Zweiphasen-transformator	100	2,6	109	0,419	100	2,6	111	0,446	33	—	—	—	—	—
2	Einphasen-transformator	—	—	—	—	—	—	—	—	—	100	2,8	128	0,458	66
3	Polyzyklischer Transformator	100	2,85	104	—	100	2,8	107	—	33	100	2,65	101	0,408	66

Versuch	Kurzschluß-versuch als	E_{I1}	J_I	W_I	E_{II1}	J_{II}	W_{II}	c_{II}	E_1	J_1	W_1	c_1	$\frac{W_I}{J_I^2}$	$\frac{W_{II}}{J_{II}^2}$	$\frac{W_1}{J_1^2}$
4	Zweiphasen-transformator	4,06	24,9	70	4,09	24,9	70	33	—	—	—	—	0,113	0,113	—
5	Einphasen-transformator	—	—	—	—	—	—	—	6,4	50	150	66	—	—	0,06
6	Polyzyklischer Transformator	4,09	—[1]	70	4,12	—[1]	70	33	6,43	50	159	66	—	—	0,0635

Im Versuch 3 geben die Werte von J_I und J_{II} die Effektivwerte der wirklich fließenden kombinierten Ströme an. Der gesamte Leerlaufverlust aus Versuch 3, $W_I + W_{II} + W_1 = 312$ Watt ist geringer als die Summe der Verluste aus Versuch 1 und 2,

$$W_I + W_{II} + W_1 = 348 \text{ Watt.}$$

Aus den Kurzschlußversuchen 4, 5 und 6 ergeben sich für die effektiven Widerstände, wie aus den berechneten Werten $\frac{W}{J^2}$ und

[1] Diese Stromstärken konnten in den für diese Messung benutzten von der Periodenzahl unabhängigen Instrumenten nicht mehr gemessen werden.


Digitized by Google

den gemessenen Spannungen ersichtlich ist, nur ganz geringe Differenzen für die verschiedenen Betriebsarten. Die Spannungsabfälle wurden ferner direkt durch Messung der Primär- und Sekundärspannungen aufgenommen, und zwar für jedes System unter verschiedenen Belastungen des anderen.

Den Spannungsabfall des Einphasentransformators bei $\cos\varphi = 1$ und $\cos\varphi = 0{,}7$ zeigt Fig. 330. Hierbei wurde das Einphasensystem bei konstant gehaltener Sekundärspannung von 100 Volt verschieden belastet, und zwar entsprechen die mit o markierten Primärspannungen dem unabhängigen Betriebe, (unerregter Zweiphasengenerator), und die mit × markierten Punkte dem polyzyklischen Betriebe mit konstanter Belastung jeder Phase des Zweiphasensystems von 25 Amp. bei 100 Volt. Die Unabhängigkeit des Grundsystems vom superponierten Systeme zeigt die Kurve Fig. 331. Der Einphasengenerator lief hier einmal unerregt, (mit o markierte Punkte), das andre

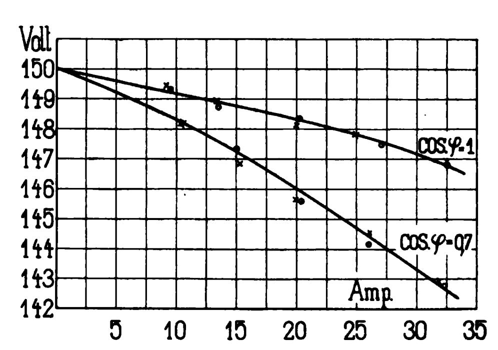


Fig. 330. Spannungsabfall eines Einphasentransformators bei unabhängigem (o) und polyzyklischem (×) Betrieb für $\cos\varphi = 1$ u. 0,7.

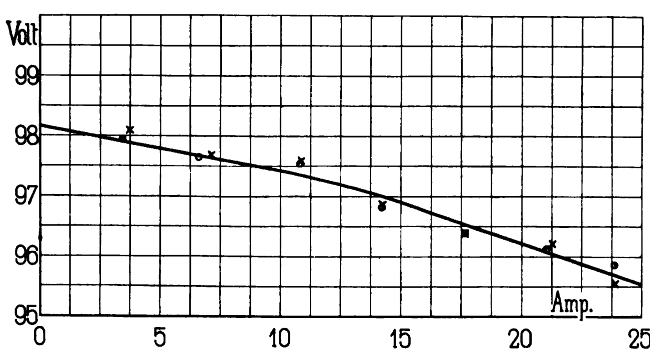


Fig. 331. Spannungsabfall des Transformators. Unabhängigkeit des Grundsystems vom superponierten System.

Mal mit konstant gehaltener, induktionsfreier Normalbelastung (mit × markierte Punkte), während in beiden Versuchsreihen bei konstant gehaltener Sekundärklemmenspannung die Belastung des Zweiphasentransformators variiert wurde.

Digitized by Google

In beiden Fällen ergeben sich für die Spannungsabfälle nur ganz unbedeutende, noch innerhalb der Meßfehler liegende Differenzen, wodurch der Beweis erbracht ist, daß keinerlei Energieübertragung des einen Systems auf das andere stattfindet, und auch direkt auf die beiderseitige Unabhängigkeit des Systems geschlossen werden kann.

Die Eisenverluste im Viersäulentransformator wurden für die einzelnen Betriebsarten unter Aufnahme der Spannungs- und Kraftflußkurven, sowie Trennung der gemessenen Eisenverluste in die mit der Periodenzahl direkt und die mit dem Quadrate der Periodenzahl variierenden Verluste, ausführlich untersucht. Aus den Ver-

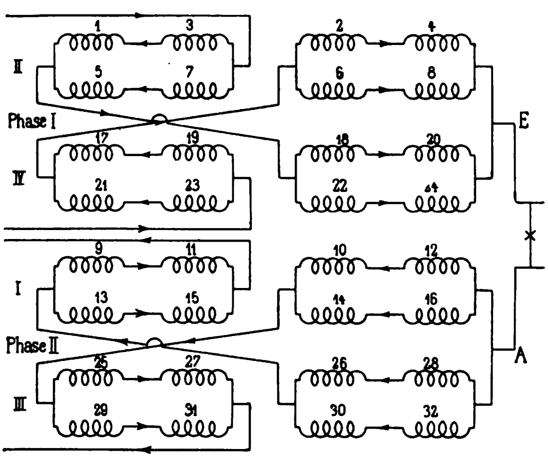


Fig. 332. Schaltungsschema der Spulenverbindungen des polyzyklischen Transformators als Drosselspule mit Bifilarwicklung.

suchen von Dr. Ing. Fr. Marguerre ergeben sich die folgenden Ergebnisse. Vergleichen wir in Bezug auf die Eisenverluste den polyzyklischen Transformator von 10 KVA mit zwei von je 5 KVA und 33 bezw. 66 Perioden, so ergibt sich bei vorteilhaftester Lage der Spannungskurven zueinander eine Ersparnis von etwa 14 $^0/_0$ und zwar bei allen Spannungen ziemlich unverändert. Absolut werden die Verluste um so kleiner, je größer die superponierte Spannung im Verhältnis zur Grundspannung und der Transformator sich mehr einem solchen von hoher Periodenzahl nähert. Der geringste Verlust tritt bei symmetrischer Kurvenform auf, d. h. wenn keine Phasenverschiebung zwischen den beiden Systemen besteht. Bei der ungünstigsten Kurvenform steigt der Verlust 5 bis 7 $^0/_0$, je nachdem das superponierte oder das Grundsystem überwiegt.

Die Wirkungsweise des Transformators als Drosselspule mit Bifilarwicklung wurde wieder durch Beobachtung des Spannungs-

Digitized by Google

abfalles bei unabhängigem und polyzyklischem Betrieb untersucht. Die Spulen des in Fig. 327 dargestellten Transformators sind hierbei nach Schema (Fig. 332) verbunden; die Zahlen an den Spulen geben die Lage derselben auf den Säulen an, die Richtung der Pfeile den Verlauf des superponierten Stromes. Die in Fig. 333 wiedergegebenen Versuchsresultate bestätigen auch hier eine vollständige Unabhängigkeit zwischen den beiden Systemen, und zwar entspricht den o markierten Punkten der Lauf mit unerregtem Zweiphasengenerator, den × markierten Punkten der Lauf mit konstant auf 100 Volt erregtem Zweiphasengenerator. In beiden Fällen wurde bei konstant gehaltener Primärspannung das Einphasensystem einmal induktionsfrei, Kurve $\cos\varphi = 1$, und das andere Mal induktiv, Kurve $\cos\varphi = 0,7$ belastet.

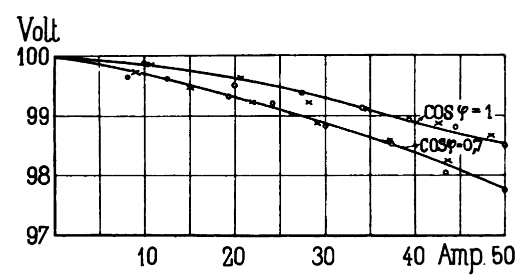


Fig. 333. Spannungsabfall des Transformators als Drosselspule mit Bifilarwicklung bei unabhängigem und polyzyklischem Betrieb für $\cos\varphi = 1$ und 0,7.

Die Reaktanz der bifilaren Wicklung selbst wurde sehr klein gefunden und der gesamte Spannungsabfall noch innerhalb der Grenzen ermittelt, der für Glühlichtbelastung zulässig ist. Auch bei der Trennung des superponierten Stromes mit gleichzeitiger Abgabe des Grundstromes unter Transformierung desselben, konnte bei Belastungsvariation in dem einen System keine Einwirkung auf das andere festgestellt werden, wie aus den folgenden Versuchsreihen hervorgeht.

E_1	E_2	J_1	c_1	$E_{I,1}$	$E_{I,2}$	J_I	E_{II_1}	E_{II_2}	J_{II}	$c_{I,II}$
100	98,5	49,6	66	100	96	24,6	100	95,8	24,2	33
100	98,4	49,5	66	100	96,3	18,8	100	96,6	17,4	33
100	98,6	49,7	66	100	97,2	11,6	100	97,1	10,9	33
100	98,3	49,6	66	100	98,3	0	100	98,2	0	33
100	98,2	49,8	66	100	95,8	24,4	100	95,6	24,5	33
100	99,1	35,2	66	100	95,7	24,5	100	95,7	24,6	33
100	99,6	15,2	66	100	95,8	24,4	100	95,8	24,5	33
100	100	0	66	100	95,7	24,5	100	95,7	24,5	33

Digitized by Google

b) Untersuchung des polyzyklischen Motors. Diese Untersuchung wurde nach dem gleichem Prinzip durchgeführt, indem erst der Motor als gewöhnlicher Zweiphasenmotor, dann als Drosselspule und dann im polyzyklischen Betriebe geprüft wurde. Die Hauptdimensionen des vierpolig für eine Spannung von 100 Volt ausgeführten Motors sind die folgenden:

Ankerbohrung 22,0 cm,
Rotordurchmesser 21,9 cm,
Eisenlänge 9,5 cm,
Eisenquerschnitt des Stators 70 cm^2,
Windungszahl pro Phase des Stators 288 (12 pro Nut),
Querschnitt des Statordrahtes 6,18 mm^2,
Windungszahl des Rotors 270,
Querschnitt des Retordrahtes 2,27 mm^2.

Das Schaltungsschema entsprach genau demjenigen beim Transformator (Fig. 329). Die Untersuchung erstreckte sich wieder hauptsächlich auf den Nachweis der Unabhängigkeit des Grundsystems vom superponierten.

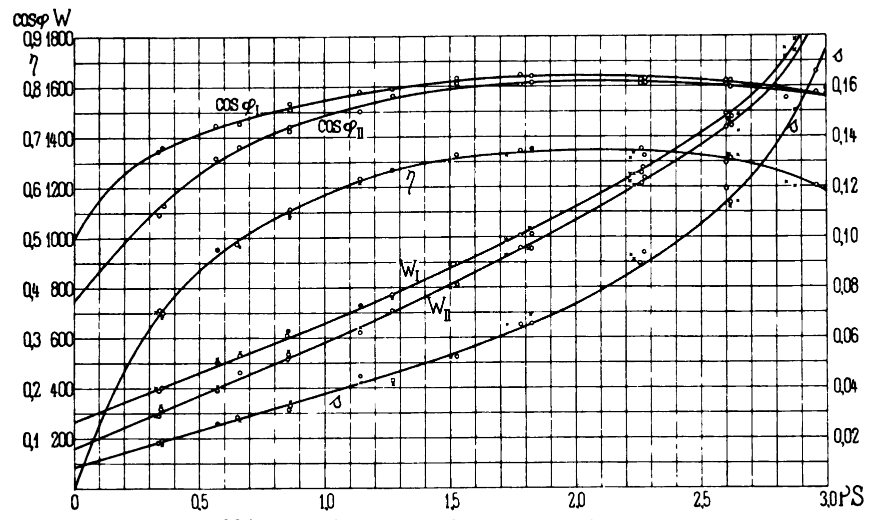


Fig. 334. Arbeitskurven eines polyzyklischen Motors.

Die beobachteten Werte können am besten durch die Arbeitskurven des Asynchronmotors (Fig. 334), ausgedrückt werden. Die o-markierten Punkte wurden bei einphasig unerregtem System, die ×-markierten Punkte bei polyzyklischem Betrieb erhalten, wobei das Einphasensystem mit ca. 15 Amp. bei 100 Volt Primärspannung belastet wurde.

Digitized by Google

c) Untersuchung abnormaler Betriebsbedingungen. In den vorher angeführten Versuchen wurde die beiderseitige Unabhängigkeit des superponierten Systems bei normalen Betriebsverhältnissen nachgewiesen und es soll nun noch auf die Besprechung einiger abnormaler Verhältnisse eingegangen werden. Für den Fall, daß beim Betriebe mit dem polyzyklischen Transformator ein primärer Leiter unterbrochen ist, wird die Hälfte der einen Phase ausgeschaltet und die andere mit dem Einphasengenerator in Reihe verbunden. Auf das System wirkt jetzt statt der Einphasenspannung E_1 eine Spannung $\sqrt{E^2_1 + \left(\frac{E_{I_1}}{2}\right)^2} = E_r$. In Fig. 335 sei angedeutet, daß die Verbindung mit Säule IV unterbrochen ist. Man sieht sofort, daß zunächst bei offenem Sekundärkreise in der Wicklung II der doppelte Strom fließt, also auch angenähert der Kraftfluß der Säule II zweimal so groß als derjenige in Säule I bezw. III sein wird.

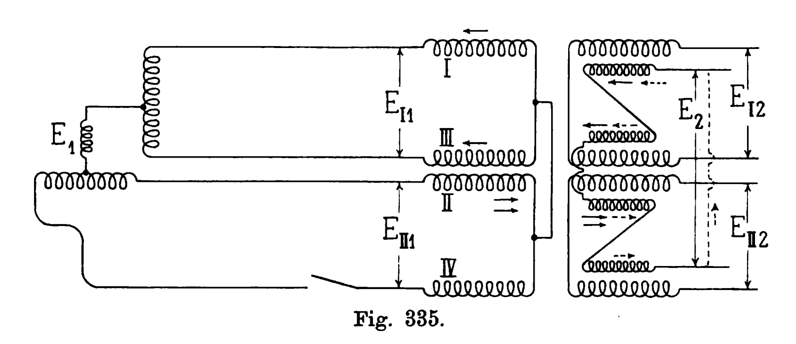


Fig. 335.

Die primär induzierte EMK ist, da die Kraftflüsse gleiche Phase besitzen, in II doppelt so groß als in I und III, also für Säule II gleich $\frac{2}{3}\,E_r$ und für Säule I und III gleich $\frac{1}{3}\,E_r$. Sei u_I das Übersetzungsverhältnis für das Grundsystem und $\frac{1}{3}\,u_I$ dasjenige des superponierten Systems pro Säule, so erhalten wir für die Sekundärspannungen

$$E_{II_2} = \frac{2}{3} \cdot E_r \cdot \frac{1}{u_I} \text{ und } E_2 = \frac{4}{3} \cdot E_r \cdot \frac{1}{u_1} \cdot \frac{1}{2}.$$

Ob diese Spannungen höher oder niedriger als die normalen sind, hängt von dem Verhältnisse E_{I_1} zu E_1 ab, jedenfalls werden diese Erhöhungen selten erheblich sein.

Nehmen wir ferner noch den extremen Fall an, daß bei gleicher Unterbrechung der Verbindungsleitung nach Säule IV die sekundäre

Digitized by Google

Einphasenwicklung kurz geschlossen wird (Fig. 335 punktiert), so werden, wie sich leicht zeigen läßt, die Kraftflüsse in den Säulen I und III annähernd gleich Null, während der totale Kraftfluß durch die Säulen II und IV geht.

Die ganze Spannung $E_r = \sqrt{E_1^2 + \left(\frac{E_{I_1}}{2}\right)^2}$ muß also in der primären Wicklung auf der Säule II induziert werden. In der primären Wicklung auf Säule IV wird, da dieselbe vom gleichen Kraftflusse als die Säule II durchsetzt wird, auch die gleiche EMK E_r induziert, doch im entgegengesetzten Sinne als in der Wicklung auf II.

Die in diesem Falle im Grundsystem auftretende maximale Spannung ist somit gleich

$$2\,E_r \text{ bezw. } 2\,E_r \cdot \frac{1}{u_I}.$$

Dieser hier angeführte Fall entspricht den extrem ungünstigsten Betriebsverhältnissen und wird nur überhaupt dort von Bedeutung sein, wo die Spannung des superponierten Systems gleich oder gar größer als die Phasenspannung des Grundsystems ist. Diese Möglichkeit ist aber fast ausgeschlossen, da für praktische Anwendungen die superponierte Spannung die Lichtspannung sein wird. Außerdem tritt dieser Fall nur bei Unterbrechung der Speiseleitungen auf, in welchen wegen der sorgfältigen Verlegung und den größeren Sicherungen ein vollständiges Stromloswerden sehr unwahrscheinlich ist.

Die Ergebnisse dieser Untersuchungen beweisen zugleich mit der beiderseitigen Unabhängigkeit der superponierten Stromarten die praktische Brauchbarkeit des polyzyklischen Systems.

Die Eisenverluste sind im ungünstigsten Falle höchstens gleich den beim Betrieb mit gesonderten Verteilungssystemen; die zur Trennung verwendeten Drosselspulen verbrauchen nur ganz geringe Energie. Betrachten wir eine polyzyklische Verteilungsanordnung, in der die ganze Verteilung des Lichtes durch den superponierten Strom im Kraftnetz erfolgt, so ist in Bezug auf Spannungsschwankungen die Lichtspannung ganz unabhängig von der Kraftabgabe und die Regulierung derselben ist die denkbar einfachste. Die Spannung für den Motorenbetrieb und der Spannungsabfall in den Speise- und Verteilungsleitungen der Motoren darf viel größer gewählt werden, als wenn man die gleiche Verteilungsart für Licht und Kraft anwendet, wodurch eine bedeutendere Kupferersparnis erzielt werden kann. Bei gleicher effektiver Spannung zwischen den Leitern und gleichem prozentualen Wattverlust beträgt bei

Digitized by Google

Vier- und Dreiphasensystemen von der Leistung 100 und einem superponierten Einphasensystem von der Leistung 50, das Kupfergewicht nur 66,7 % von dem erforderlichen Kupfergewicht bei einem Einphasensystem von derselben totalen Leistung. Das polyzyklische System kann demnach dort Bedeutung erlangen, wo durch ein gemeinsames Netz Licht und Kraft verteilt werden soll und die Lichtabgabe den geringeren Anteil besitzt. Man vereinigt dann in einem Netze alle Vorteile getrennter Leitungsnetze mit verschiedenen Periodenzahlen, ohne irgend eine wesentliche Komplizierung in Kauf nehmen zu müssen.

Digitized by Google

Erklärung der in den Formeln verwendeten Buchstaben.

(Die beigedruckten Seitenzahlen bedeuten die Seiten, auf denen die betreffenden Bezeichnungen eingeführt sind. Die durch * besonders kenntlich gemachten Seitenzahlen geben an, wo Formeln für die betreffenden Größen zu finden sind.)

A.

A_g = Wärmeausstrahlende Oberfläche des Ölgefäßes 185.
AS = Amperewindungszahl pro cm Kernhöhe 229*.
A_T = Wärmeausstrahlende Transformatoroberfläche 175.
AW_{ei} = Amperewindungen zur Magnetisierung des Eisens 11.
AW_k = Amperewindungen pro magnetischen Kreis 11*.
AW_l = Luftamperewindungen 11. 13*.
a = Freie Wicklungshöhe 231*.
a_G = Spezifische Abkühlfläche des Ölgefäßes 185*.
a_T = Spezifische Abkühlfläche des Transformatorkörpers 175*.
aw_{ei} = Amperewindungszahl pro cm Kraftlinienweg 12.

B.

B = Induktion im Kern 12. 74*. 273*.
B_j = Induktion im Joch 231.
b_a = Primäre Suszeptanz 11. 25*. 91*.
$b_o \cong b_a$ = Leerlaufsuszeptanz 38.

C.

$C = \frac{\Phi}{J_1 w_1}$ = Verhältnis des Kraftflusses zur Amperewindungszahl eines Transformators 218*. 237*.
C_T = Koeffizient der Wärmeabgabe 176*.
c = Periodenzahl des Wechselstromes 6.

D.

d = Durchmesser des der Querschnittsfigur einer Säule umschriebenen Kreises 227*.

E.

E_i = Eisengewicht pro KVA 218*. 223*.
E_p = Induzierte EMK pro Phase 217*.
E_1 = Die in der Primärwicklung induzierte EMK 7*.
$E_{1\,mit}$ = Die in der Primärwicklung induzierte mittlere EMK 7*.
E_2 = Die in der Sekundärwicklung induzierte EMK 16*.

Digitized by Google

E_2' = Induzierte EMK von sekundär auf primär reduziert 37.
E_x = EMK des Streuflusses 30*.
e_1 = Momentanwert der Spannung in der primären Wicklung 1*. 36*.
e_2 = Momentanwert der Spannung in der sekundären Wicklung 2*. 36*.

F.

f_E = Formfaktor 7*.
f_e = Eisenfüllfaktor 227*.
f_k = Kupferfüllfaktor 219*. 224*.

G.

G_k = Gesamtes Kupfergewicht 233*.
G_{k_1} = Kupfergewicht pro Phase primär 233*.
G_{k_2} = Kupfergewicht pro Phase sekundär 233*.
g_a = Primäre Konduktanz 11. 25*. 92*.
$g_o \cong g_a$ = Leerlaufkonduktanz 38.

H.

h = Wicklungs- bezw. Eisenhöhe eines Transformators 229.

J.

J_a = Magnetisierungsstrom 9. 13*. 91*.
J_1 = Primärer Strom 233.
J_{1k} = Kurzschlusstrom 38. 47*.
J_2 = Sekundärer Strom 233.
J_2' = Sekundärstrom auf primär reduziert 37*.
$J_o \cong J_a$ = Leerlaufstrom 38. 113*.
i_a = Momentanwert des Magnetisierungsstromes 9. 36*.
i_1 = Momentanwert des Primärstromes 36*.
i_2 = Momentanwert des Sekundärstromes 36*.
i_2' = Der von sekundär auf primär reduzierte Strom i_2 21*.
$j\,^0/_0$ = Prozentuale Stromzunahme 53*.

K.

K_u = Kupfergewicht pro KVA 218*. 228*.
k_r = Koeffizient, der die Wirbelstromverluste im Kupfer berücksichtigt 221.
k_s = Faktor zur Berechnung der Streureaktanz 28. 34*.

L.

L = Selbstinduktionskoeffizient des äußeren Stromkreises 19.
L_1 = Selbstinduktionskoeffizient der Primärwicklung 25*.
L_2 = Selbstinduktionskoeffizient der Sekundärwicklung 25*.
L_e = Totale mittlere Eisenlänge 218.
L_{ei} = Mittlere Länge des Kraftlinienweges 13.
L_k = Mittelwert aus der primären und sekundären mittleren Windungslänge 219.
l_s = Länge der Spulen eines Transformators 28.

M.

M = Gegenseitiger Induktionskoeffizient 20*.
M_e = Preis pro kg Eisen einschließlich Bearbeitung 222.
M_k = Preis pro kg Kupfer mit Isolation und Bearbeitung 222.
m = Phasenzahl 217.

Digitized by Google

P.

P_1 = Primäre Klemmenspannung 8.
P_{1o} = Leerlaufspannung 38.
P_{1k} = Kurzschlußspannung 38. 46*.
P_2 = Sekundäre Klemmenspannung 16*.
P_2' = Sekundäre Klemmenspannung auf primär reduziert 37.
p_e = Prozentualer Eisenverlust 222*.
p_k = Prozentualer Kupferverlust 221*.
p_1 = Momentanwert der Klemmenspannung primär 19*.
p_2 = Momentanwert der Klemmenspannung sekundär 36.*

Q.

Q = Eisenquerschnitt des Kernes 225.
Q_j = Jochquerschnitt 231.
Q_m = Luftmenge in cbm, die pro Sekunde den Transformator passiert 180*.
Q_m' = Wassermenge in Liter pro Minute, die die Kühlschlange passiert 187*.
q_1 = Primärer Kupferquerschnitt 233*.
q_2 = Sekundärer Kupferquerschnitt 233*.

R.

R_x = Magnetischer Widerstand einer Kraftröhre 19. 28*.
r = Ohmscher Widerstand 75*.
r_k = Kurzschlußwiderstand 38. 97*. 282*.
r_1 = Widerstand der Primärwicklung 19. 233*.
r_2 = Widerstand der Sekundärwicklung 19. 233*.
r_2' = $u^2 r_2$ = Widerstand der Sekundärwicklung auf primär reduziert 24.

S.

S_1 = Primärer Streuinduktionskoeffizient 20*.
S_2 = Sekundärer Streuinduktionskoeffizient 20*.
S_2' = Der von sekundär auf primär reduzierte Streuinduktionskoeffizient S_2 22*.
s = $\frac{J}{q}$ = Stromdichte 75*. 221*.

T.

T = $\frac{1}{c}$ = Zeit einer Periode 7*.
$T_{öl}$ = Temperaturerhöhung des Öles 185*.
T_T = Maximale Temperaturerhöhung des Transformators 176*.

U.

U_e = Wärmeabführender Kernumfang 228.
U_m = Umfang in der Mitte zwischen den Hoch- und Niederspannungsspulen 29*.
U_1 = Umfang der primären Spule 29.
U_2 = Umfang der sekundären Spule 29*.
u = Übersetzungsverhältnis des Transformators 2*. 16*.

V.

V_e = Eisenvolumen 69.
V_k = Kupfervolumen 75.

Digitized by Google

W.

W_a = Verbrauchte Leistung des Transformators bei Leerlauf 9*.
W_e = Eisenverluste 11*. 73*. 272*.
W_h = Hysteresisverluste 11. 69*.
W_k = Wattverlust im Kupfer 75*. 221*.
W_{ks} = Kupferverlust pro Phase 229*.
W_{vent} = Leistung, die zum Antriebe eines Gebläses nötig ist 181*.
W_w = Wirbelstromverluste 11. 71*,
W_o = Leerlaufverluste 47*.
W_1 = Die an den Primärklemmen zugeführte Leistung 37*.
W_2 = Die an den Sekundärklemmen abgegebene Leistung 37*.
w_e = Eisenverlust pro 1 kg Eisen 221.
w_x = Diejenige Zahl von Windungen, deren Fläche derselbe Kraftfluß Φ_x durchsetzt 1.
w_1 = Windungszahl primär 232*.
w_2 = Windungszahl sekundär 232*.

X.

x_k = Kurzschlußreaktanz 38. 97*. 281*.
x_1 $= \omega S_1$ = Reaktanz der Primärwicklung 24.
x_2' $= x_2 u^2$ = Reaktanz der sekundären Wicklung auf das primäre System reduziert 24.

Y.

Y_o = Leerlaufadmittanz 47*.
y_a = primäre Admittanz 10*.

Z.

Z_k = Kurzschlußimpedanz 48*.
z_1 $= \sqrt{r_1^2 + x_1^2}$ = Primäre Impedanz 24*.
z_2' $= u^2 z_2$ = Sekundäre Impedanz, auf das primäre System reduziert 24*.
z_k $= \frac{P_k}{J_k}$ = Kurzschlußimpedanz 280*.

α = Konstante zur Berechnung des Transformators 220*.
β = Konstante zur Berechnung des Transformators 220.
γ = Konstante, welche dem Verhältnisse $\frac{L_k}{L_e}$ proportional ist 237.
Δ = Dicke des Luftraumes zwischen primärer und sekundärer Spule 29.
Δ = Blechstärke 69. 221.
Δ_m $= \frac{\Delta_1 + \Delta_2}{2}$ = Mittelwert zwischen primärer und sekundärer Spulendicke 29*.
Δ_1 = Dicke der primären Spule 29.
Δ_2 = Dicke der sekundären Spule 29.
δ = Luftschlitz von 4 Stoßfugen 13*.
ε = Spannungsänderung 51*.
$\eta\,\%$ = Wirkungsgrad in % 80*. 284*.
Θ_a = Phasenverschiebungswinkel zwischen primärem und sekundärem Strom 37.

Digitized by Google

Θ_k = Phasenverschiebungswinkel zwischen P_2' und $\frac{P_1}{\gamma}$ im Kurzschluß-diagramm. 38. 55*.

Θ_o = Phasenverschiebungswinkel zwischen J_2' und $\frac{J_1}{\gamma}$ im Leerlaufdiagramm 55*.

Θ_1 = Phasenverschiebungswinkel zwischen Klemmenspannung und EMK primär 36.

Θ_2 = Phasenverschiebungswinkel zwischen Klemmenspannung und EMK sekundär 36.

λ_m = Spezifisch magnetische Leitfähigkeit des Streuflusses 30*. ff.

ϱ_t = Spezifischer Widerstand eines Materials bei T^0 C. 75.

ϱ_o = Spezifischer Widerstand eines Materials bei 0 Grad 75.

σ = Streuungskoeffizient 26*.

σ_h = $\frac{\eta}{0{,}0016}$ = Hysteresiskonstante 69*. 274*.

σ_w = Wirbelstromkonstante 72. 274*.

Φ = Φ_{max} = Amplitude des Kraftflusses 6*. 90*. 218*.

Φ_j = Kraftfluß im Joch 90*. 231*.

Φ_x = Kraftfluß, der die von w_x Windungen gebildete Fläche durchsetzt 1.

φ_1 = Phasenverschiebungswinkel zwischen Klemmenspannung und Strom primär 37.

φ_2 = Phasenverschiebungswinkel zwischen Klemmenspannung und Strom sekundär 37.

ψ_a = Phasenverschiebungswinkel zwischen induzierter EMK primär und Magnetisierungsstrom 10. 17.

ψ_1 = Phasenverschiebungswinkel zwischen E_1 und J_1 17.

ψ_2 = Phasenverschiebungswinkel zwischen E_2 und J_2 17.

ω = $2\pi c$ = Winkelgeschwindigkeit 6*.

Digitized by Google

Namen- und Sachregister.

Abkühlfläche des Ölgefäßes, spezifische 185. 186.
— eines Kerntransformators 175.
— eines Manteltransformators 176.
— spezifische 175. 176. 229.
Admittanz, primäre 10.
A. E.-G., Berlin 141. 150. 196.
Äquivalenter Stromkreis eines Einphasentransformators 22 ff.
Äußere Charakteristik 282.
Alioth E.-A. 150.
Amperewindungen AW_k 11.
— AW_l für die Luftschlitze 12.
— pro 1 cm Kernhöhe 229.
Arbeitsgleichungen eines Einphasentransformators 19 ff.
Arno 122.
Ausgleichtransformator 66.
Autotransformator 124.

Bedell, Dr. Fr. 342.
Belastung eines Dreiphasentransformators, symmetrische 97.
— unsymmetrische 99.
— primär Dreieck-, sekundär Sternschaltung 105.
— primär Dreieckschaltung, sekundär Sternschaltung mit Mittelleiter 106.
— primär Sternschaltung, sekundär Dreieckschaltung 106.
— primär Sternschaltung, sekundär Sternschaltung mit Mittelleiter 108.
— primär und sekundär Dreieckschaltung 100.
— primär und sekundär Sternschaltung 103.
Berechnung des Krafttransformators 236.
— des Lichttransformators 220.
Bismarckhütte 138.
Blathy 3.
Bragstadt, O. S. 282.
Brown, Boveri & Co. 140. 160. 196. 203.

Deri 3.
Dreiphasentransformator mit elektromagnetischer Verkettung 86.
— mit magnetischer Rückleitung 84.
— mit magnetischer Verkettung 85.
Drosselspulen 126.

Einphasen-Mehrphasensystem von Ferraris-Arno 122.
Einphasentransformator für Dreileiternetze 61 ff.
Eisenkörper, Berechnung des 225.
— von Einphasentransformatoren 138 ff.
— von Manteltransformatoren 142 ff.
— von Mehrphasentransformatoren 145 ff.
Eisenverluste, Apparat zur Untersuchung 275 ff.
— Einfluß der Form der Spannungskurve auf 135.
— experimentelle Bestimmung 272 ff.
— Trennung der 274.
Electrical Construktion Co. 144.

Faraday 1.
Feld, magnetisches 1.
— — eines Manteltransformators 18.
Ferranti 145.
Ferraris 122.
Formeln für die Berechnung, Zusammenstellung 264.
Formfaktor f_E 7.
Füllfaktor f_e 227.
— f_k 224.

Ganz & Co., Budapest 3. 141. 150. 212.
Gegenschaltung 282.
Gemischte Schaltung 98.
General Elektric Co. 160. 331.
Gesellschaft für elektrische Industrie 88. 189.
Goldschmidt, R. 288.

Digitized by Google

Hauptgleichungen eines Transformators 47.
Heinke 262.
Helios E.-A., Köln 142.
Hysteresiskonstante 69. 73.
Hysteresisschleife 8.
Hysteresisverluste 68.
Hysteresiswärme 9.

Induktion, Wahl der 223.
Induktionskoeffizient, gegenseitiger 20. 25.
Induzierte EMK 7.
— mittlere 7.
— Momentanwert 1.
Jochdimensionen 231.
Jochkonstruktion 153.
Isolation der Wicklung 156. 160 ff.
— bei Manteltransformatoren 167.
— bei Scheibenwicklung 164.
— bei Zylinderwicklung 161 ff.
Isolationsfestigkeit, experimentelle Bestimmung 292.

Kapp 29. 34. 38. 125. 288. 333.
Kerntransformator 3.
— Beispiel für die Berechnung 239.
— Dreiphasen-20 KVA, Siemens-Schuckertwerke 191.
— Dreiphasen- in Öl 100 KVA, A.E.-G., Berlin 198.
— Dreiphasen- in Öl 160 KVA, Brown, Boveri & Co. 203.
— Dreiphasen- in Öl mit Wasserkühlung, 1000 KVA, Maschinenfabrik Orlikon 205.
— Dreiphasen- in Öl mit Wasserkühlung, 1400 KVA, Brown, Boveri & Co. 209.
— Einphasen- 5 KVA, Gesellschaft für elektrische Industrie, Karlsruhe 189.
— Einphasen- 40 KVA, Union E.-G. 193.
— Einphasen- in Öl 75 KVA, Brown, Boveri & Co. 196.
— Einphasen- in Öl mit Wasserkühlung 150 KVA, Maschinenfabrik Örlikon 200.
Koeffizient der Wärmeabgabe 176. 185.
Konduktanz 11.
— eines Dreiphasentransformators 92.
Korda 125.
Kraftfluß Φ 6. 218.
— eines belasteten Transformators 16.
Krafttransformator 217.
— Beispiel für die Berechnung 255.
— Berechnung des 236 ff.
Kraftübertragung nach Scottschem System 118.
Kühlmethoden, künstliche 177 ff.
Kupfergewicht 233.
Kupferverluste 75.
— pro Phase 229.
Kurzschlußdiagramm 46. 52.
— Beispiel 56 ff.
— eines Dreiphasentransformators 109 ff.
Kurzschlußimpedanz eines Transformators 48.
Kurzschlußreaktanz 281.
Kurzschlußversuch 280 ff.
Kurzschlußwiderstand 281.

Leerlauf des Transformators 6.
— eines symmetrischen Dreiphasentransformators 89 ff.
— eines unsymmetrischen Dreiphasentransformators 92 ff.
Leerlaufadmittanz eines Transformators 47.
Leerlaufdiagramm 54.
— Beispiel 56 ff.
— eines Dreiphasentransformators 112.
Leerlaufstrom 8.
— eines Dreiphasentransformators 91.
Leerlaufverluste, Vermeidung 311.
Leerlaufversuch 278.
Leistungsdiagramm 10.
Leitfähigkeit des Streuflusses, spezifische magnetische 30.
Lichttransformatoren 217.
— Berechnung der 220.
Luftkühlung, Anordnung der 178 ff.

Magnetisierungsstrom 5. 11.
Manteltransformator 4.
— Beispiel für die Berechnung 248.
— Dreiphasen- in Öl 60 KVA, Siemens-Schuckertwerke 212.
— Einphasen- mit künstlicher Luftkühlung 100 KVA, Union E.-G. 211.
— Einphasen- in Öl mit Wasserkühlung 700 KVA, Ganz & Co. 212.
Marguerre, Dr. Ing. F. 351.
Maxwell 1.
Meßschaltungen 319.
Meßtransformatoren 317.
Möllinger 276.
Monozyklisches System 120.
Mordey 142.

Ölgewichte pro KVA Leistung 184.
Ölkühlung, Anordnung der 181 ff.
Ölkühlung mit Wasserschlangen, Anordnung der 186.
Örlikon, Maschinenfabrik 141. 200. 205. 209.

Digitized by Google

Parallelschaltung von Transformatoren 301.
Periodenzahl, Einfluß auf die Eisenverluste 74.
Phasenverschiebung eines Transformators, Änderung der 45. 54.
Polyzyklischer Motor, experimentelle Untersuchung 358.
Polyzyklischer Transformator, experimentelle Untersuchung 352.
Polyzyklisches System 337.
Polyzyklisches Übertragungssystem, Gesamtanordnung 350.
Potentialdiagramm der Scottschen Schaltung 116.
— eines Transformators 40. 43. 44.

Querschnitt des Eisenkernes 226.
— des magnetischen Kreises, Wahl des 73.
Querschnittsformen des Eisenkernes 151 ff.

Reaktanzspannung 46.
Reduktion des Sekundärsystems auf das Primärsystem 21. 34.
Richter, R. 277.
Rößler, G. 133.

Saugtransformator 333.
Schaltung von Transformatoren 301 ff.
— für Belastungsausgleich 312.
— zur Änderung der Phasenzahl 308 ff.
— zur Vermeidung der Leerlaufverluste bei unbelasteten Transformatoren 311.
Scheibenwicklung 159.
Scholtes 311.
Schwarzkopf, Maschinenbau A.-G. 146. 151.
Scott, C. F. 115. 123.
Selbstinduktionskoeffizient 25.
Serieschaltung von Transformatoren 302.
Siemens-Schuckertwerke 144. 151. 191. 212.
Spannungsabfall, Bestimmung durch Gegenschaltung 283.
— Einfluß der Kurvenform auf 129 ff.
— im Einphasentransformator für Dreileiternetz 64.
— prozentualer 50.
Spannungsänderung für einen unsymmetrisch belasteten Dreiphasentransformatoren 110.
Spannungsdiagramm der Scottschen Schaltung 117.
— eines Transformators 39. 42. 44.
Spannungserhöher (Autotransformator) 124.
— (Booster) 321 ff.
Spannungskurven 135.
Spannungsmesser, kompoundierter 321.
Spannungsteiler 125.
Sparschaltung 125.
Steinmetz 38. 120.
Stillwell 125.
Stoßfugen, Einfluß der 13.
Streufluß 3.
— eines Manteltransformators 18.
Streuinduktionskoeffizient 20. 25.
Streureaktanz eines Manteltransformators 33.
— einer Scheibenwicklung, Berechnung der 32.
— einer Zylinderwicklung, Berechnung der 26 ff.
Streuung, magnetische 3.
Stromänderung eines belasteten Dreiphasentransformators 112.
Stromdichte im Kupfer 2. 76. 232.
Stromregler, Transformator mit automatisch verstellbaren Spulen 329.
Stromverlust, prozentualer 53.
Superponierte Ströme, Einführung und Entnahme durch Transformatoren 344.
Superponierung der Ströme durch Einleitung in neutralen Punkten 341.
Suszeptanz b_a 11.
Suszeptanz b_a eines Dreiphasentransformators 91.

Temperaturerhöhung aus der Widerstandzunahme berechnet 174.
— des Öles 185.
— eines Kerntransformators 171.
— eines Manteltransformators 172.
— experimentelle Bestimmung 288 ff.
Thomson, Elihu 329.
Transformatorraum 316.
Transformatorschacht 315.

Übersetzungsverhältnis, experimentelle Bestimmung 291.
Union E.-G. 162. 179. 193. 211. 322.
Untersuchung eines Transformators, Beispiel 293 ff.
Unterteilung der Zylinderwicklung 31.

Verkettung, elektromagnetische bei Dreiphasentransformatoren 86.
— magnetische bei Dreiphasentransformatoren 84.
Verluste im Transformator, günstigste Verteilung 79.

Digitized by Google

Verlustziffer 138.
Verzögerungswinkel, magnetischer 10.

Wagner Elektric Co., St. Louis 138.
Westinghouse Elektric Co. 128. 142. 154. 322.
Wicklung, Anordnung der 156 ff.
Wicklungsbreite, freie 231.
Widerstand der primären und sekundären Wicklung 35.
— effektiver 232.
— magnetischer 23.
Wirbelströme in Eisenblechen 14.
— im Kupfer, Vermeidung 157.
Wirbelstromkonstante 72.
Wirbelstromverluste 69.
Wirkungsgrad aus Leerlauf und Kurzschlußversuch 284.
— eines Transformators 80.
— experimentelle Bestimmung 285 ff.

Zipernowski 3.
Zurückarbeitungsmethode 284.
Zusätzliche Verlute 77.
Zweiphasen - Dreiphasentransformator 115.
Zweiphasentransformator 113.
Zylinderwicklung 159.

Druck von Oscar Brandstetter in Leipzig.

Digitized by Google

ator

	Se
s_2	
1,47	1
0,9	7
0,9	[illegible]
0,88	[illegible]
1,11	1
1,8	4
,085	4
1,46	[illegible]
1,35	8
1,41	11
,375	[illegible]
1,7	1
,95	7

Digitized by Google

kundär	
γ2	d
95	2
45	2
47	4
47	4
88	4
03	[illegible]
88	4
80	
86	
86	
06	
00	

Digitized by Google

...kundär		Gewicht pro KVA		Verluste		η %	Spezifische Abkühlfläche $a=\frac{A}{W_k+W_e}$ cm²/Watt	Kühlmethode
...$_2$	Leiter-dimensionen	E_i	k_u	p_e %	p_k %			
...95	2×(3,5×27,8)	10,45	10,1	1,045	1,57	97,4	$a_T=43$	Luftkühlung
...45	2×(2,7×27)	8,2	5	1,0	1,71	97,25	$a_T=21$	in Öl, glattes Gußgehäuse
...47	4×(2,8×15,5)	5,55	1,59	1,38	1,07	97,55	$a_T=11{,}85$	künstliche Luftkühlung
...47	4×(2,8×15,5)	3,5	1,22	1,15	0,885	97,96	$a_T=13{,}8$	„
...88	4×(4,5×21,5)	3,35	1,945	0,89	1,225	97,89	$a_T=7{,}8$	„
...03	2×(3×22,5)	2,55	1,46	0,79	0,9	98,4	$a_T=8{,}05$	„
...88	4×(4,75×15)	8,3	5,4	1,0	1,51	97,5	$a_T=24{,}0$	in Öl, Wellblechgehäuse
...80	9×6,3/6,5	12,3	5,31	1,03	1,5	97,5	$a_T=41$	Luftkühlung
...86	4×(4,75×15)	9,55	6,1	1,05	1,85	97,1	$a_T=23{,}5$	in Öl, Wellblechgehäuse
...86	4×(4,75×15)	10,2	5,1	1,12	1,58	97,3	$a_T=24{,}5$	„
...06	4×(3,75×47)	2,56	1,09	1,10	0,59	98,30	$a_{sch}=5{,}5$ $a_T\cong 9$	in Öl mit Wasserzirkulation
...00	4×(2,75×46,5)	3,3	1,025	1,13	0,62	98,25	$a_{sch}=5{,}5$ $a_T=11{,}5$	in Öl mit Wasserzirkulation

Digitized by Google

Digitized by Google

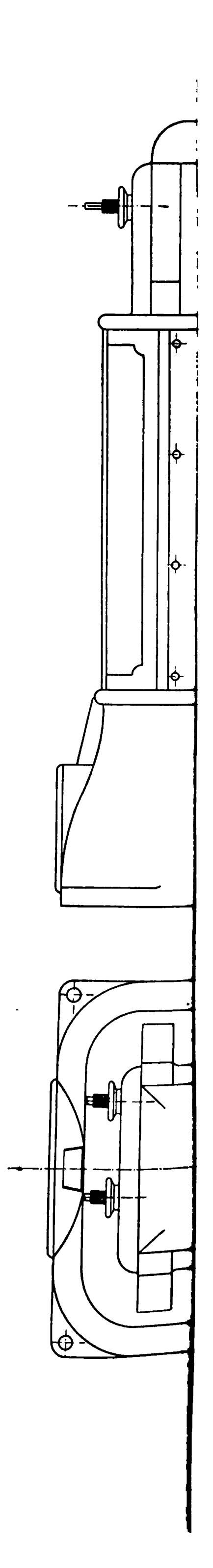
Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

Digitized by Google

Arnold



Digitized by Google

Digitized by Google

Verlag von Julius Springer in Berlin.

Die Wechselstromtechnik.

Herausgegeben von

E. Arnold,

Professor und Direktor des Elektrotechnischen Instituts der Großherzoglichen Technischen Hochschule Fridericiana zu Karlsruhe.

In fünf Bänden.

I. Band: Theorie der Wechselströme und Transformatoren

von J. L. la Cour.

Mit 263 Textfiguren. — In Leinwand gebunden Preis M. 12,—.

II. Band: Die Transformatoren

von E. Arnold und J. L. la Cour.

Mit 335 Textfiguren. — In Leinwand geb. Preis M. 12,—.

III. Band: Die Wicklungen der Wechselstrommaschinen

von E. Arnold.

Mit 426 Textfiguren. — In Leinwand geb. Preis M. 12,—.

IV. Band: Die synchronen Wechselstrommaschinen

von E. Arnold und J. L. la Cour.

Mit 514 Textfiguren. — In Leinwand geb. Preis M. 20,—.

In Vorbereitung befindet sich:

V. Band: **Die asynchronen Wechselstrommaschinen** von **E. Arnold** und **J. L. la Cour.**

Die Gleichstrommaschine.

Theorie, Konstruktion, Berechnung, Untersuchung und Arbeitsweise derselben.

Von **E. Arnold,**

Professor und Direktor des Elektrotechnischen Instituts an der Großherzoglichen Technischen Hochschule Fridericiana zu Karlsruhe.

In zwei Bänden.

I. Band: Die Theorie der Gleichstrommaschine.

Mit 421 Textfiguren. — In Leinwand gebunden Preis M. 16,—.

II. Band: Konstruktion, Berechnung, Untersuchung und Arbeitsweise der Gleichstrommaschine.

Mit 484 Textfiguren und 11 Tafeln. — In Leinwand geb. Preis M. 18,—.

Die Ankerwicklungen und Ankerkonstruktionen der Gleichstrom-Dynamomaschinen.

Von **E. Arnold,**

Professor und Direktor des Elektrotechnischen Instituts an der Großherzoglichen Technischen Hochschule Fridericiana zu Karlsruhe.

Dritte Auflage.

Mit 418 Textfiguren und 12 Tafeln. — In Leinwand geb. Preis M. 15,—.

Zu beziehen durch jede Buchhandlung.

Digitized by Google

Verlag von Julius Springer in Berlin.

Die Hebezeuge.

Theorie und Kritik ausgeführter Konstruktionen mit besonderer Berücksichtigung der elektrischen Anlagen.

Ein Handbuch für Ingenieure, Techniker und Studierende

von **Ad. Ernst,**

Professor des Maschineningenieurwesens an der Kgl. Techn. Hochschule zu Stuttgart.

Vierte, neubearbeitete Auflage.

Unter Mitwirkung von

J. Kirner,

Regierungsbauführer und Assistent an der Kgl. Techn. Hochschule zu Stuttgart.

In drei Bänden.

Mit 1486 Textfiguren und 97 lithographierten Tafeln.

In drei Leinwandbände gebunden Preis M. 60,—.

Die Prüfung von Gleichstrommaschinen

in Laboratorien und Prüfräumen.

Ein Hilfsbuch für Studierende und Praktiker

von **Carl Kinzbrunner,**

Ingenieur und Dozent für Elektrotechnik
an der Municipal School of Technology in Manchester.

Mit 249 Textfiguren. — In Leinwand geb. Preis M. 9,—.

Transformatoren für Wechselstrom und Drehstrom.

Eine Darstellung ihrer Theorie, Konstruktion und Anwendung.

Von **Gisbert Kapp.**

Zweite, vermehrte und verbesserte Auflage.

Mit 165 Textfiguren. — In Leinwand gebunden Preis M. 8,—.

Elektromechanische Konstruktionen.

Eine Sammlung von Konstruktionsbeispielen und Berechnungen von Maschinen und Apparaten für Starkstrom.

Zusammengestellt und erläutert

von **Gisbert Kapp.**

Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage.

Mit 36 Tafeln und 114 Textfiguren. — In Leinwand geb. Preis M. 20,—.

Theorie und Berechnung elektrischer Leitungen.

Von

Dr.-Ing. H. Gallusser, Ingenieur bei Brown, Bowert & Co., Baden (Schweiz)

und

Dipl.-Ing. M. Hausmann, Ingenieur bei der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft, Berlin.

Mit 145 Textfiguren. — In Leinwand geb. Preis M. 5,—.

Der elektrische Lichtbogen bei Gleichstrom und Wechselstrom

und seine Anwendungen.

Von **Berthold Monasch,**

Diplom-Ingenieur.

Mit 141 Textfiguren. — In Leinwand geb. Preis M. 9,—.

Zu beziehen durch jede Buchhandlung.

Digitized by Google

Verlag von Julius Springer in Berlin.

Die Bahnmotoren für Gleichstrom.

Ihre Wirkungsweise, Bauart und Behandlung.

Ein Handbuch für Bahntechniker von

M. Müller, Oberingenieur der Westinghouse-Elektrizitäts-Aktiengesellschaft, und **W. Mattersdorff,** Abteilungsvorstand der Allgemeinen Elektrizitäts-Gesellschaft.

Mit 231 Textfiguren und 11 lithogr. Tafeln, sowie einer Übersicht der ausgeführten Typen.

In Leinwand gebunden Preis M. 15,—.

Der Drehstrommotor.

Ein Handbuch für Studium und Praxis.

Von **Julius Heubach,**
Chef-Ingenieur.

Mit 163 Textfiguren. — In Leinwand gebunden Preis M. 10,—.

Elektromotoren für Gleichstrom.

Von **Dr. G. Roessler,**
Professor an der Königl. Technischen Hochschule zu Berlin.

Zweite, verbesserte Auflage.

Mit 49 Textfiguren. — In Leinwand gebunden Preis M. 4,—.

Elektromotoren für Wechselstrom und Drehstrom.

Von **Dr. G. Roessler,**
Professor an der Königl. Technischen Hochschule zu Berlin.

Mit 89 Textfiguren. — In Leinwand gebunden Preis M. 7,—.

Anlasser und Regler für elektrische Motoren und Generatoren.

Theorie, Konstruktion, Schaltung.

Von **Rudolf Krause,**
Ingenieur.

Mit 97 Textfiguren. — In Leinwand gebunden Preis M. 4,—.

Messungen an elektrischen Maschinen.

Apparate, Instrumente, Methoden, Schaltungen.

Von **Rudolf Krause,**
Ingenieur.

Mit 166 Textfiguren. — In Leinwand gebunden Preis M. 5,—.

Leitfaden zur Konstruktion von Dynamomaschinen

und zur Berechnung von elektrischen Leitungen.

Von **Dr. Max Corsepius.**

Dritte, vermehrte Auflage.

Mit 108 Textfiguren und zwei Tabellen.

In Leinwand gebunden Preis M. 5,—.

Kurzes Lehrbuch der Elektrotechnik.

Von **Adolf Thomälen,**
Elektroingenieur.

Mit 277 Textfiguren. — In Leinwand gebunden Preis M. 12,—.

Zu beziehen durch jede Buchhandlung.

Digitized by Google

Verlag von Julius Springer in Berlin.

Hilfsbuch für den Maschinenbau.

Für Maschinentechniker sowie für den Unterricht an technischen Lehranstalten.

Von

Fr. Freytag,

Professor, Lehrer an den technischen Staatslehranstalten in Chemnitz.

— Ein Band von 1016 Seiten. —

Mit 867 Textfiguren und 6 Tafeln.

In Leinwand geb. Preis M. 10,—. In Ganzleder geb. Preis M. 12,—.

Die Dampfturbinen.

Mit einem Anhange über die Aussichten der Wärmekraftmaschinen und über die Gasturbine.

Von

Dr. A. Stodola,

Professor am Eidgenössischen Polytechnikum in Zürich.

Zweite, bedeutend erweiterte Auflage.

Mit 241 Textfiguren und 2 lithogr. Tafeln. — In Leinwand geb. Preis M. 10,—.

Zu beziehen durch jede Buchhandlung.



Digitized by Google

89089714067

B89089714067A

Digitized by Google

Verlagsbuchhandlung von Julius Springer
in Berlin N. 24, Monbijouplatz 3.



Soeben erschien:

Die Prüfung von Gleichstrommaschinen in Laboratorien und Prüfräumen.

Ein Hilfsbuch für Studierende und Praktiker

von

Carl Kinzbrunner,
Ingenieur und Dozent für Elektrotechnik
an der Municipal School of Technology in Manchester.

Mit 249 Textfiguren.

In Leinwand gebunden Preis M. 9,—.

Aus dem Vorwort des Verfassers:

Das vorliegende Werk verdankt seine Entstehung den Anleitungen zur Ausführung von Versuchen im Maschinenlaboratorium, die ich meinen Hörern an der Technical School in Manchester zu geben pflege. Die günstige Erfahrung, die ich mit diesen Anleitungen in bezug auf verständige und sichere Ausführung der Versuche gemacht habe, veranlaßten mich, dieselben in etwas erweiterter Form zu veröffentlichen.

Das Werk ist daher zunächst für **Studierende an höheren technischen Lehranstalten** bestimmt. Als solches hat es den Zweck, den Schüler für seine Arbeit im Laboratorium

Digitized by Google

A90A9714067

vorzubereiten, ihm das Verständnis des betreffenden Versuches zu erleichtern und ihm eine genaue Anleitung zur Durchführung des Versuches zu geben. Besonderer Wert wurde auch auf Anführung von charakteristischen Beispielen gelegt; die Erfahrung lehrt nämlich, daß in den meisten Fällen nicht die Durchführung des Versuches selbst, sondern dessen Verwertung bezw. Deutung dem Anfänger die meisten Schwierigkeiten bereitet.

In zweiter Linie ist das Werk auch für **Probierraums-Praktiker** bestimmt; aus diesem Grunde wurde es etwas elementarer gehalten, als es mit Rücksicht auf Studierende an höheren technischen Lehranstalten nötig wäre. Nichtsdestoweniger ist die Kenntnis der Grundlagen der Theorie von Gleichstrommaschinen, sowie eine allgemeine Kenntnis der elektrischen Meßkunde vorausgesetzt und nur dort kurz berührt worden, wo dies mit Rücksicht auf den Zusammenhang der Versuche wünschenswert erschien.

Auf die Maschinen-Normalien des Verbandes Deutscher Elektrotechniker ist überall Rücksicht genommen worden, überdies sind dieselben im letzten Kapitel besonders angeführt und, wo nötig, erläutert worden.

Wir bitten, sich an Hand des beigefügten Inhaltsverzeichnisses näher über das in dem Buche Gebotene zu unterrichten und sich zu Bestellungen des nachstehenden Bestellscheines zu bedienen.

Verlagsbuchhandlung von Julius Springer
Berlin N. 24, Monbijouplatz 3.

D...... Unterzeichnete bestell hierdurch bei der Buchhandlung

....

in ....

...... Expl. **Kinzbrunner, Prüfung von Gleichstrommaschinen.** In Leinwand geb. Preis M. 9,—.

(Verlag von Julius Springer in Berlin N.)

(Betrag folgt gleichzeitig — ist nachzunehmen.)

Ort und Datum: ....

Unterschrift: ....

Digitized by Google

Inhalt.

I. Kapitel. **Bemerkungen über die Ausführung von Versuchen und die dabei zu verwendenden Instrumente und Apparate.**

1. Allgemeine Bemerkungen.
2. Instrumente und Apparate.

II. Kapitel. **Widerstandsmessungen.**

Einleitung.

1. Der Ankerwiderstand. Versuch Nr. I: Messung des Ankerwiderstandes a) die indirekte Methode, b) die Vergleichsmethode, c) die Doppelbrückenmethode.
2. Der Kontaktwiderstand. Versuch Nr. II: Bestimmung des Übergangswiderstandes zwischen Bürsten und Kommutatoroberfläche.
3. Der Bürstenwiderstand.
4. Der Gesamt-Ankerwiderstand. Versuch Nr. III: Messung des Gesamt-Ankerwiderstandes.
5. Der Magnetwiderstand. a) Nebenschlußwicklung, b) Serienwicklung.

III. Kapitel. **Temperaturmessungen.**

Einleitung.

1. Die Messung der Ankertemperatur.
2. Messung der Temperatur von Magnetwicklungen.
3. Messung der Kommutatortemperatur.

IV. Kapitel. **Isolationsmessungen.**

1. Messung des Isolationswiderstandes.
2. Bestimmung der Isolierfestigkeit (Durchschlagsprobe).

V. Kapitel. **Messung von Tourenzahlen.**

VI. Kapitel. **Leerlaufsdiagramme.**

1. Die Nebenschlußmaschine. Versuch Nr. IV: Leerlaufscharakteristik einer fremderregten Nebenschlußmaschine. Versuch Nr. V: Leerlaufscharakteristik einer selbsterregten Nebenschlußmaschine. Versuch Nr. VI: Leerlaufsdiagramm einer mit einem konstanten Strome erregten Nebenschlußmaschine. Versuch Nr. VII: Leerlaufsdiagramm einer mit einem variablen Strome erregten Nebenschlußmaschine Versuch Nr. VIII: Leerlaufsdiagramm eines Nebenschlußmotors.
2. Bemerkungen über die Selbsterregung von Nebenschluß-Generatoren.
3. Die Hauptschlußmaschine. Versuch Nr. IX: Leerlaufsdiagramm einer Hauptschlußmaschine.
4. Die Kompoundmaschine.

VII. Kapitel. **Belastungsdiagramme.**

Allgemeines.

1. Nebenschlußgeneratoren. Versuch Nr. X: Belastungsdiagramm einer fremderregten Nebenschlußmaschine. Versuch Nr. XI: Aeußere Charakteristik einer fremderregten Nebenschlußmaschine. Versuch Nr. XII: Außere Charakteristik einer selbsterregten Nebenschlußmaschine.
2. Nebenschlußmotoren. Versuch Nr. XIII: Belastungsdiagramm eines Nebenschlußmotors. Versuch Nr. XIV: Tourendiagramm eines belasteten Nebenschlußmotors.
3. Seriengeneratoren. Versuch Nr. XV: Äußere Charakteristik eines Seriengenerators.
4. Bemerkungen über die Selbsterregung von Seriendynamos.
5. Serienmotoren. Versuch Nr. XVI: Charakteristik eines Serienmotors.

Digitized by Google

6. Kompoundmaschinen. Versuch Nr. XVII: Charakteristik einer Kompound-Dynamo. Versuch Nr. XVIII: Bestimmung der Serienwicklung für einen Kompound-Generator.

VIII. Kapitel. **Magnetische Messungen.**

1. Bestimmung des Streuungskoëffizienten.
2. Feld- und Potentialkurven.
3. Experimentelle Bestimmung der Feld- und Potentialkurven, a) Bestimmung der Feldstärke mittels einer Wismutspirale, b) Aufnahme der Feldkurven durch Messung der Spannung zwischen den Kommutatorlamellen, c) Aufnahme der Feldkurven mittels Prüfspule, d) Potentialkurven.

IX. Kapitel. **Wirkungsgrad.**

Einleitung.
1. Der elektrische Wirkungsgrad, a) Nebenschlußmaschine, b) Serienmaschine, c) Kompoundmaschine.
2. Der Gesamtwirkungsgrad (kommerzieller Wirkungsgrad).
3. Die Bremsmethode, a) mechanische Bremsen, b) magnetische oder Wirbelstrombremsen.
4. Die indirekte Bremsmethode. Versuch Nr. XIX: Bestimmung des Wirkungsgrades einer Dynamo nach der indirekten Bremsmethode.
5. Die Eichung des Hilfsmotors.
6. Die indirekte Methode. Versuch Nr. XX: Bestimmung des Wirkungsgrades einer Nebenschlußmaschine nach der Leerlaufsmethode. Versuch Nr. XXI: Bestimmung des Nutzeffektes einer Serienmaschine nach der Leerlaufsmethode. Versuch Nr. XXII: Bestimmung des Wirkungsgrades einer Kompoundmaschine nach der Leerlaufsmethode.
7. Die zusätzlichen Verluste.
8. Die Hilfsmotormethode. Versuch Nr. XXIII: Bestimmung des Wirkungsgrades einer Gleichstrommaschine nach der Hilfsmotormethode.
9. Die Rückarbeitungs- (Hopkinson-) Methode, a) Rückarbeitungsmethode mit parallelgeschalteten Maschinen, b) Rückarbeitungsmethode mit in Serie geschalteten Maschinen.
10. Die direkte elektrische Methode. Versuch Nr. XXIV: Messung des Wirkungsgrades eines rotierenden Gleichstrom-Umformers.

X. Kapitel. **Die Trennung der Verluste.**

Einleitung.
1. Bestimmung der Einzelverluste mittels (geeichten) Hilfsmotors. Versuch Nr. XXV.
2. Trennung der Verluste nach der Methode von Dettmar. Versuch Nr. XXVI.
3. Die Auslaufsmethode. Versuch Nr. XXVII: Trennung der Verluste nach der Auslaufsmethode.

XI. Kapitel. **Praktische Prüfung von Gleichstrommaschinen.**

Einleitung.
1. Die Normalien für Bewertung und Prüfung von elektrischen Maschinen und Transformatoren.
2. Praktische Prüfungen.
3. Nebenschluß-Generatoren.
4. Nebenschluß-Motoren.
5. Serien-Generatoren.
6. Serien-Motoren.
7. Bahnmotoren.
8. Kompound-Generatoren.

Anhang.

Die Aufstellung, Wartung und die Störungen an Gleichstrommaschinen.

Digitized by Google

3. 04. 420.




89089714067

b89089714067a